

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Diseño de nuevos sistemas de
transmisión mediante la introducción
de discontinuidades periódicas en el
interior de guías de onda y su
aplicación a antenas de ranura**

**Máster Universitario en Ingeniería de
Telecomunicación**

Autor: Guilarte Bellod, Beatriz

Tutor: Masa Campos, José Luis

**Departamento de Tecnología Electrónica y de las
Comunicaciones**

Junio, 2019

Diseño de nuevos sistemas de transmisión mediante la introducción de discontinuidades periódicas en el interior de guías de onda y su aplicación a antenas de ranura

AUTOR: Beatriz Guilarte Bellod

TUTOR: José Luis Masa Campos

Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)
Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Junio de 2019



Resumen

Los sistemas que operan a altas frecuencias, como las aplicaciones de comunicaciones por satélite o los radares, buscan ciertas propiedades en su medio de transmisión como la capacidad para soportar potencias elevadas, así como la robustez y las bajas pérdidas. El medio de transmisión que mejor cumple con estas propiedades es la guía de onda.

Por lo general, las antenas formadas por ranuras en guía de onda y alimentadas por onda progresiva producen un desapuntamiento en la dirección de máxima radiación de la antena. Si bien son antenas muy directivas con un diseño compacto, el problema del apuntamiento es necesario corregirlo, normalmente, de manera mecánica, en la instalación final de la antena.

En este Trabajo de Fin de Máster se propone diseñar una antena de ranuras en guía de onda con discontinuidades, denominada guía en peine, con el objetivo de conseguir el apuntamiento broadside que las antenas convencionales de ranura en guía de onda, por lo general, no consiguen sin que aparezcan otros problemas que reduzcan las prestaciones de la antena.

Este trabajo muestra el proceso de diseño tanto de la guía en peine como, posteriormente, de la antena de ranuras. La antena final obtenida forma parte de las antenas denominadas antenas de exploración en frecuencia.

Palabras clave

Guía en peine, discontinuidad, escaneo en frecuencia, ranura, antena, array, guía de onda

Abstract

Systems that operate at high frequencies, like satellite communications applications or radars, look for certain properties in their transmission medium such as high power handling capability, as well as robustness and low losses. The transmission medium that best fulfills these properties is the waveguide.

In general, slotted waveguide array antennas fed by a travelling wave produce a steering of the radiation main beam. Although they are very directive antennas with a compact design, it is necessary to correct the problem of beam steering, usually in a mechanical, in the final installation of the antenna.

This Master's Thesis proposes a slot antenna design in a waveguide with discontinuities, called a grating waveguide slot array antenna, in order to achieve maximum radiation in broadside direction. In general, conventional waveguide slot antennas do not achieve broadside radiation without producing other problems that reduce the performance of the antenna.

This work shows the design process of both the grating waveguide and the slot array antenna. The final antenna belongs to antennas known as frequency scanning antennas.

Keywords

Grating waveguide, discontinuity, frequency scanned, slot, antenna, array, waveguide

Agradecimientos

Gracias José Luis, por darme la oportunidad de hacer este Trabajo Fin de Máster y ayudarme cuando lo he necesitado.

Edu, te podría dar las gracias por todo lo que he aprendido, por toda la paciencia que has tenido y por haber estado siempre predispuesto a ayudar, pero creo que todo eso lo sabes de sobra contando el número de veces al día que te doy las gracias. Así que mejor prefiero darte las gracias por habernos entendido tan bien y por haber sido esencial a nivel personal en este camino.

Javi y Juanma, muchas gracias por ser mucho más que jefes, sois los mejores!

Papá, mamá, gracias por estar ahí incondicionalmente, por escuchar todas mis reflexiones y darme opinión. Ha sido duro, pero sin vosotros no hubiera podido, os quiero.

Chulin, gracias por conocer tan bien la manera de darme energía, de saber hacer que me olvide de todo y solo centrarme en disfrutar contigo.

Mi florecilla, que va a ser imposible acordarme de cualquier momento de esta etapa sin que estés tú en ese recuerdo. Gracias por la complicidad, por la compenetración, por la confianza y por aceptarme y disfrutar conmigo tal y como soy, jajaja. Has sido, eres y vas a ser siempre un pilar imprescindible, no me faltes nunca. Te quiero compitrueno.

Por último, gracias abuela y tío Juanlu por preocuparos y estar siempre pendientes. Este trabajo también va por ti abuelo, que has visto el principio del camino, pero no el final, sé que no podrías estar más orgulloso.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	2
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	3
2 CONCEPTOS TEÓRICOS	5
2.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS	5
2.1.1 <i>Parámetros circuitales de una antena</i>	5
2.1.1.1 Impedancia	5
2.1.1.2 Parámetros de dispersión o parámetros S	7
2.1.2 <i>Parámetros de radiación de una antena</i>	8
2.1.2.1 Diagrama de radiación	8
2.1.2.2 Directividad y ganancia	10
2.1.2.3 Polarización	11
2.2 TIPOS DE ANTENAS	12
2.2.1 <i>Elementos radiantes</i>	13
2.2.2 <i>Array de antenas</i>	13
2.3 GUÍA DE ONDA	17
3 ESTADO DEL ARTE	19
4 GUÍAS EN PEINE: CARACTERIZACIÓN Y DISEÑO	23
4.1 CONSIDERACIONES PREVIAS	23
4.2 DISEÑO DE GUÍA EN PEINE: VERSIÓN 1	31
4.2.1 <i>Diseño</i>	31
4.2.2 <i>Comparativa guía en peine y guía rectangular convencional</i>	36
4.2.3 <i>Transición de guía en peine a guía estándar WR-51</i>	37
4.3 DISEÑO DE GUÍA EN PEINE: VERSIÓN 2	42
4.3.1 <i>Diseño</i>	42
4.3.2 <i>Fabricación y medida</i>	47
4.3.3 <i>Diseño preliminar de array de 8 ranuras transversales</i>	50
4.3.3.1 Elemento unitario	50
4.3.3.2 Array	56
5 DISEÑO FINAL DE ARRAY DE RANURAS EN TECNOLOGÍA DE GUÍA EN PEINE	65
5.1 ACCIONES DE MEJORA	65
5.1.1 <i>Diseño de guía en peine: versión 3</i>	65
5.1.2 <i>Elemento unitario: Ranura en cruz</i>	68
5.2 DISEÑO DE ANTENA DE 16 RANURAS EN CRUZ CON LA VERSIÓN 3 DE GUÍA EN PEINE	73
6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	87
6.1 CONCLUSIONES	87
6.2 TRABAJO FUTURO	87
REFERENCIAS	I
ANEXOS	- 1 -
A EIGENMODE SOLVER	- 1 -
B ARRAY 8 RANURAS EN CRUZ	- 2 -
C FACTORES DE ACOPLO Y LONGITUDES DE ARRAYS DE 16 RANURAS EN CRUZ	- 4 -
D DIMENSIONES DE LA ANTENA FABRICADA	- 6 -

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2. 1. BANDAS DE FRECUENCIA [4]	5
FIGURA 2. 2. PARÁMETROS CIRCUITALES DE UNA ANTENA [3].....	6
FIGURA 2. 3. ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS.....	7
FIGURA 2. 4. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS [3]	9
FIGURA 2. 5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA [3]	10
FIGURA 2. 6. POLARIZACIÓN LINEAL [3]	11
FIGURA 2. 7. POLARIZACIÓN CIRCULAR [3].....	12
FIGURA 2. 8. POLARIZACIÓN ELÍPTICA [3]	12
FIGURA 2. 9. LÍNEAS DE CORRIENTE EN UNA GUÍA DE ONDA CON RANURAS [5]	13
FIGURA 2. 10. MARGEN VISIBLE [3]	15
FIGURA 2. 11. CORTE TRANSVERSAL DE UNA GUÍA DE ONDA.....	17
 FIGURA 3. 1. <i>CEILING MOUNTED MULTI BEAM STADIUM ANTENNA</i> [12]	20
FIGURA 3. 2. EJEMPLO DE UNA GUÍA EN PEINE [13]	21
 FIGURA 4. 1. DIAGRAMA DE FLUJO SEGUIDO DURANTE EL TFM	23
FIGURA 4. 2. DISEÑO CELDA UNIDAD	24
FIGURA 4. 3. TIPO DE PAREDES DEL DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD	24
FIGURA 4. 4. DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD CON EIGENMODE SOLVER	25
FIGURA 4. 5. DISEÑO DE UN TRAMO DE GUÍA CON UNA DISCONTINUIDAD PARA REALIZAR UN ESTUDIO VARIANDO LA ALTURA DE LA DISCONTINUIDAD	25
FIGURA 4. 6. BARRIDO DEL PARÁMETRO S_{11} DE UNA GUÍA CON UNA DISCONTINUIDAD	26
FIGURA 4. 7. BARRIDO DE LA FASE PARÁMETRO S_{21} DE UNA GUÍA CON UNA DISCONTINUIDAD	26
FIGURA 4. 8. PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA DE LA GUÍA EN PEINE.....	27
FIGURA 4. 9. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DEL DISEÑO CON INFINITAS DISCONTINUIDADES PARA LOS 4 PRIMEROS MODOS DE PROPAGACIÓN	31
FIGURA 4. 10. PARÁMETRO S_{11} DEL DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD CON UN NÚMERO DISTINTO DE DISCONTINUIDADES	32
FIGURA 4. 11. PARÁMETRO S_{11} DE UN DISEÑO QUE DESFASA $67,4^\circ$ CON UN NÚMERO DISTINTO DE DISCONTINUIDADES	33
FIGURA 4. 12. PARÁMETRO S_{21} DEL DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD CON UN NÚMERO DISTINTO DE DISCONTINUIDADES	33
FIGURA 4. 13. DISEÑO GUÍA EN PEINE CON 8 DISCONTINUIDADES.....	34
FIGURA 4. 14. GUÍA EN PEINE DE 8 DISCONTINUIDADES CON EQUIVALENTE CIRCUITAL.....	35
FIGURA 4. 15. PARÁMETROS DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON 8 DISCONTINUIDADES A) PARÁMETRO S_{11} EN DB B) PARÁMETRO S_{21} EN FASE	36
FIGURA 4. 16. DIMENSIONES DE UNA GUÍA VACÍA Y UNA GUÍA EN PEINE DE $2\lambda_g$	36
FIGURA 4. 17. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{21} ENTRE UNA GUÍA EN PEINE CON 8 DISCONTINUIDADES Y UNA GUÍA SIN DISCONTINUIDADES	37
FIGURA 4. 18. ESQUEMA DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON 8 DISCONTINUIDADES Y LA WR-51.....	37
FIGURA 4. 19. ESQUEMA DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON UN TRANSFORMADOR Y LA WR-51	38
FIGURA 4. 20. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} PARA LA GUÍA EN PEINE SIN TRANSFORMADORES Y CON 1 TRANSFORMADOR.....	39
FIGURA 4. 21. ESQUEMA DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON DOS TRANSFORMADORES Y LA WR-51	40
FIGURA 4. 22. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} PARA LA GUÍA EN PEINE CON SIN TRANSFORMADORES, CON 1 TRANSFORMADOR Y CON 2 TRANSFORMADORES.....	40
FIGURA 4. 23. ESQUEMA DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON TRES TRANSFORMADORES Y LA WR-51	41
FIGURA 4. 24. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} PARA LA GUÍA EN PEINE SIN TRANSFORMADORES, CON 1 TRANSFORMADOR, CON 2 TRANSFORMADORES Y CON 3 TRANSFORMADORES	42
FIGURA 4. 25. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DEL DISEÑO CON INFINITAS DISCONTINUIDADES PARA LOS 4 PRIMEROS MODOS DE PROPAGACIÓN	43
FIGURA 4. 26. ESQUEMA DEL DISEÑO DE LA GUÍA EN PEINE CON CUATRO TRANSFORMADORES Y LA WR-51	44
FIGURA 4. 27. VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE.....	44
FIGURA 4. 28. DIMENSIONES DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE (ANCHURA Y LONGITUD)	45
FIGURA 4. 29. DIMENSIONES DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE (ALTURA)	45
FIGURA 4. 30. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} PARA LA GUÍA EN PEINE CON 3 TRANSFORMADORES Y CON 4 TRANSFORMADORES	46

FIGURA 4. 31. ADAPTACIÓN DE LA GUÍA EN PEINE CON 8 Y CON 32 DISCONTINUIDADES.....	47
FIGURA 4. 32. FABRICACIÓN EN 3D DE LA GUÍA EN PEINE	47
FIGURA 4. 33. SUSTRATO FR4	48
FIGURA 4. 34. ESTRUCTURA COMPLETA PARA MEDIR LA GUÍA EN PEINE.....	48
FIGURA 4. 35. PARÁMETRO S_{11} DE LA MEDIDA Y DE LA SIMULACIÓN DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE	49
FIGURA 4. 36. PARÁMETRO S_{21} DE LA MEDIDA Y DE LA SIMULACIÓN DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE	49
FIGURA 4. 37. DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO DE LA GUÍA EN PEINE CON LA RANURA TRANSVERSAL A) ENTRE DISCONTINUIDADES B) SOBRE UNA DISCONTINUIDAD	51
FIGURA 4. 38. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} PARA CADA LONGITUD DE RANURA COLOCANDO LA RANURA ENCIMA DE UNA DISCONTINUIDAD O ENTRE MEDIAS DE ESTAS.....	52
FIGURA 4. 39. DISEÑO CON LA RANURA ENTRE DISCONTINUIDADES (A) Y EL MISMO DISEÑO CON LA RANURA DESPLAZADA 0,61 MM (B).....	53
FIGURA 4. 40. DISEÑO CON LA RANURA ENCIMA DE UNA DISCONTINUIDAD (A) Y EL MISMO DISEÑO CON LA RANURA DESPLAZADA 0,61 MM (B)	54
FIGURA 4. 41. VALORES DEL FACTOR DE ACOPLO DEL ELEMENTO UNITARIO.....	56
FIGURA 4. 42. ESQUEMA DE LA POTENCIA INCIDENTE, LA POTENCIA RADIADA, LA POTENCIA REFLEJADA Y LA POTENCIA TRANSMITIDA	56
FIGURA 4. 43. DISEÑO ARRAY 8 DISCONTINUIDADES CON RANURAS TRANSVERSALES.....	57
FIGURA 4. 44. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DEL ARRAY CON 8 DISCONTINUIDADES Y RANURAS TRANSVERSALES	58
FIGURA 4. 45. PARÁMETRO S_{11} DEL ARRAY CON 8 DISCONTINUIDADES Y RANURAS TRANSVERSALES.....	60
FIGURA 4. 46. PARÁMETRO S_{11} CONSEGUIDO PARA CADA LONGITUD DE RANURA EN EL ELEMENTO UNITARIO DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE	61
FIGURA 4. 47. CAMPOS RADIADOS POR LAS RANURAS EN CRUZ.....	71
FIGURA 5. 1. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DEL DISEÑO CON INFINITAS DISCONTINUIDADES PARA LOS 4 PRIMEROS MODOS DE PROPAGACIÓN.....	66
FIGURA 5. 2. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA GUÍA EN PEINE CON TRANSFORMADORES PARA DISTINTAS LONGITUDES	67
FIGURA 5. 3. DISEÑO A) RANURA INCLINADA Y B) RANURA EN CRUZ	68
FIGURA 5. 4. PARÁMETRO S_{11} OBTENIDO CON LA RANURA INCLINADA Y CON LA RANURA EN CRUZ.....	68
FIGURA 5. 5. FACTOR DE ACOPLO OBTENIDO CON LA RANURA INCLINADA Y CON LA RANURA EN CRUZ.....	69
FIGURA 5. 6. RELACIÓN COPOLAR CONTRAPOLAR (Θ/Φ) PARA LA RANURA INCLINADA Y PARA LA RANURA EN CRUZ.....	69
FIGURA 5. 7. ELEMENTO UNITARIO DE LA VERSIÓN 3 DE LA GUÍA EN PEINE	70
FIGURA 5. 8. DIMENSIONES DEL POSTE ADAPTADOR (ZOOM DEL DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO)	70
FIGURA 5. 9. PARÁMETRO S_{11} CONSEGUIDO PARA CADA LONGITUD DE RANURA EN EL ELEMENTO UNITARIO DE LA VERSIÓN 3 DE LA GUÍA EN PEINE	72
FIGURA 5. 10. FACTOR DE ACOPLO EN DB PARA CADA LONGITUD DE RANURA DE LA VERSIÓN 3 DE LA GUÍA EN PEINE	73
FIGURA 5. 11. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA GUÍA EN PEINE CON 9 DISCONTINUIDADES CON 4 Y CON 2 TRANSFORMADORES	74
FIGURA 5. 12. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN 3 GUÍA EN PEINE CON 35 DISCONTINUIDADES CON 4 Y CON 2 TRANSFORMADORES	74
FIGURA 5. 13. DISEÑO DE LAS ANTENAS PARA UN DESAPROVECHAMIENTO DE UN 30%, UN 20% Y UN 10%	76
FIGURA 5. 14. PARÁMETRO S_{11} DE LAS ANTENAS DISEÑADAS PARA DESAPROVECHAR UN 10%, UN 20% Y UN 30% DE POTENCIA	76
FIGURA 5. 15. PARÁMETRO S_{21} DE LAS ANTENAS DISEÑADAS PARA DESAPROVECHAR UN 10%, UN 20% Y UN 30% DE POTENCIA	77
FIGURA 5. 16. DIRECTIVIDAD DE LAS ANTENAS DISEÑADAS PARA DESAPROVECHAR UN 10%, UN 20% Y UN 30% DE POTENCIA..	78
FIGURA 5. 17. GANANCIA DE LAS ANTENAS DISEÑADAS PARA DESAPROVECHAR UN 10%, UN 20% Y UN 30% DE POTENCIA.....	78
FIGURA 5. 18. EFICIENCIA DE LAS ANTENAS DISEÑADAS PARA DESAPROVECHAR UN 10%, UN 20% Y UN 30% DE POTENCIA.....	79
FIGURA 5. 19. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 30% DE POTENCIA ...	80
FIGURA 5. 20. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 20% DE POTENCIA ...	81
FIGURA 5. 21. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 10% DE POTENCIA Y EL FACTOR DE ARRAY PARA 16 ELEMENTOS.....	82
FIGURA 5. 22. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 10% DE POTENCIA	84
FIGURA 5. 23. ZOOM DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 10% DE POTENCIA ...	84
FIGURA 5. 24. FOTOGRAFÍA DEL PROTOTIPO DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 10% DE POTENCIA (1)	85
FIGURA 5. 25. FOTOGRAFÍA DEL PROTOTIPO DE LA ANTENA DISEÑADA PARA DESAPROVECHAR UN 10% DE POTENCIA (2)	85

FIGURA A.A. 1. CONDICIONES DE CONTORNO PARA EIGENMODE SOLVER.....	- 1 -
FIGURA A.A. 2. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN CON EIGENMODE SOLVER	- 1 -
FIGURA A.B. 1. COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHz DE LA VERSIÓN 2 Y DE LA VERSIÓN 3	- 2 -
FIGURA A.B. 2. COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN 2 Y DE LA VERSIÓN 3	- 3 -
FIGURA A.B. 3. COMPARATIVA DE LA EFICIENCIA DE LA VERSIÓN 2 Y DE LA VERSIÓN 3	- 3 -

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 4. 1. FASE DEL PARÁMETRO S_{21} HACIENDO UN BARRIDO EN ALTURA DE LA DISCONTINUIDAD A LA FRECUENCIA DE 17 GHz	27
TABLA 4. 2. DIMENSIONES DEL DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD.....	30
TABLA 4. 3. PARÁMETRO S_{21} ESPERADO Y OBTENIDO SEGÚN EL NÚMERO DE DISCONTINUIDADES	34
TABLA 4. 4. DIMENSIONES DE LA VERSIÓN 2 DE LA GUÍA EN PEINE.....	45
TABLA 4. 5. FASES DE LAS RANURAS SEGÚN SU COLOCACIÓN CUANDO LA RANURA ESTÁ ENTRE DOS DISCONTINUIDADES	53
TABLA 4. 6. FASES DE LAS RANURAS SEGÚN SU COLOCACIÓN CUANDO LA RANURA ESTÁ ENCIMA DE UNA DISCONTINUIDAD	54
TABLA 4. 7. FACTORES DE ACOPLO PARA CADA LONGITUD DE RANURA	55
TABLA 4. 8. FACTORES DE ACOPLO Y LONGITUDES DE LAS RANURAS TRANSVERSALES DEL ARRAY CON 8 DISCONTINUIDADES.....	58
TABLA 4. 9. VALORES DEL NIVEL DE LÓBULOS SECUNDARIOS Y DE LA DIRECCIÓN DEL LÓBULO PRINCIPAL PARA CADA FRECUENCIA EN EL DISEÑO DEL ARRAY CON 8 DISCONTINUIDADES	59
TABLA 4. 10. AMPLITUDES Y FASES DE LAS RANURAS DEL PRIMER ARRAY	59
 TABLA 5. 1. DIMENSIONES DEL DISEÑO DE LA CELDA UNIDAD.....	65
TABLA 5. 2. DIMENSIONES DE LA VERSIÓN 3 DE LA GUÍA EN PEINE.....	66
TABLA 5. 3. FACTORES DE ACOPLO DEL ELEMENTO UNITARIO PARA CADA LONGITUD DE RANURA A LA FRECUENCIA DE TRABAJO..	73
TABLA 5. 4. DIMENSIONES DE LOS DOS NUEVOS TRANSFORMADORES	75
TABLA 5. 5. PORCENTAJE DE POTENCIA DESAPROVECHADO EN CADA ANTENA.....	77
TABLA 5. 6. VALORES DEL NIVEL DE LÓBULOS SECUNDARIOS Y DE LA DIRECCIÓN DEL LÓBULO PRINCIPAL PARA CADA FRECUENCIA EN LA ANTENA QUE DESAPROVECHA UN 30% DE POTENCIA	80
TABLA 5. 7. VALORES DEL NIVEL DE LÓBULOS SECUNDARIOS Y DE LA DIRECCIÓN DEL LÓBULO PRINCIPAL PARA CADA FRECUENCIA EN LA ANTENA QUE DESAPROVECHA UN 20% DE POTENCIA	81
TABLA 5. 8. VALORES DEL NIVEL DE LÓBULOS SECUNDARIOS Y DE LA DIRECCIÓN DEL LÓBULO PRINCIPAL PARA CADA FRECUENCIA EN LA ANTENA QUE DESAPROVECHA UN 10% DE POTENCIA	83
 TABLA A.C. 1. FACTORES DE ACOPLO Y LONGITUDES DE LAS RANURAS DEL ARRAY FINAL DESAPROVECHANDO UN 30%.....	- 4 -
TABLA A.C. 2. FACTORES DE ACOPLO Y LONGITUDES DE LAS RANURAS DEL ARRAY FINAL DESAPROVECHANDO UN 20%.....	- 4 -
TABLA A.C. 3. FACTORES DE ACOPLO Y LONGITUDES DE LAS RANURAS DEL ARRAY FINAL DESAPROVECHANDO UN 10%.....	- 5 -
 TABLA A.D. 1. DIMENSIONES ANTENA FABRICADA	- 6 -

1 Introducción

1.1 Motivación

Los sistemas de comunicaciones móviles modernos buscan satisfacer a un gran número de usuarios muy concentrados, sin embargo, tener la capacidad de satisfacer la demanda de datos de muchos usuarios es un reto. Ante situaciones como estas, se han propuesto antenas versátiles con determinadas capacidades como apuntamientos variables o múltiples haces de radiación, como los que existen en los sistemas multihaz de un estadio deportivo.

Asimismo, en las comunicaciones futuras (5G) se busca incrementar la frecuencia de trabajo. Esto supone un problema ya que las pérdidas van siendo mayores según se aumenta la frecuencia. En este contexto de frecuencias más elevadas, cobra relevancia el medio de transmisión.

Gracias a su capacidad de soportar elevadas potencias, a su robustez y a sus bajas pérdidas, el medio de transmisión en guía de onda es idóneo para conseguir este objetivo. Además, estas propiedades también son muy atractivas en otros sistemas como las comunicaciones por satélite o los radares.

Por otra parte, al diseñar antenas, es habitual utilizar las agrupaciones de ranuras en guía de onda alimentadas por onda progresiva debido a su sencillez de fabricación, así como a su alta directividad y diseño compacto. Sin embargo, los diseños convencionales de estas antenas de onda progresiva implican un desapuntamiento del haz principal de radiación, que en ocasiones tiene que ser compensado mecánicamente en la instalación final de la antena.

Para conseguir que la agrupación radiante radie en dirección perpendicular al plano de la antena (broadside) sin tener que reorientar mecánicamente la estructura completa, ha resultado muy útil fijarse en las soluciones ya evaluadas por el grupo RFCAS. Estas soluciones consisten en:

- La introducción de un dieléctrico en la guía, aunque esto supone incrementar notablemente las pérdidas [1]
- La inclusión de tornillos en la guía, probando experimentalmente la capacidad de reapuntar la antena en dirección broadside [2]

La solución que se propone en este TFM consiste en introducir una serie de discontinuidades periódicas en la guía, con el objetivo de modificar las condiciones de propagación en su interior.

Esta solución propuesta, supondría una alternativa interesante al método de la inclusión de tornillos en bandas de frecuencias superiores, como la banda de milimétricas, en la que el tamaño de los tornillos sería demasiado grande en comparación con el tamaño de la guía. Además, las discontinuidades se prestan a una construcción mediante los métodos de fabricación aditiva o impresión 3D, los cuales están proliferando en los últimos años como

una alternativa de bajo coste para prototipar estructuras que no son sencillas de fabricar por los métodos tradicionales.

La antena propuesta pertenece a la familia de antenas llamadas antenas de exploración en frecuencia (frequency scanned antennas). Las aplicaciones habituales de este tipo de antenas son los radares (si la antena permite un rango angular de exploración), o bien las comunicaciones satelitales, donde debido a la gran altitud del sistema, exploraciones angulares pequeñas abarcan grandes áreas en la superficie terrestre.

1.2 Objetivos

En la guía de onda convencional, la longitud de onda del modo que se propaga en el interior de la misma, y, por tanto, el desfase experimentado por una señal que viaja en esa guía, depende exclusivamente de dos factores que se comentan a continuación.

- Dimensiones de la guía: depende de estas dimensiones, tanto altura como anchura, sin embargo, estas suelen venir altamente determinadas por la frecuencia de trabajo del sistema.
- Dieléctrico en el interior de la guía: en la mayoría de ocasiones, el dieléctrico es aire, aunque puede introducirse otro distinto para modificar la longitud de onda. Sin embargo, esta solución tiene el coste de aumentar las pérdidas y disminuir la capacidad máxima de potencia del sistema [1]

El principal objetivo es encontrar una forma de poder modificar la longitud de onda del modo guiado, sin recurrir a introducir un dieléctrico o modificar las dimensiones de la guía. Para conseguir que la agrupación radiante radie en dirección perpendicular al plano de la antena (broadside), es necesario que el desfase progresivo entre elementos radiantes sea de 0° .

Se propone introducir una serie de discontinuidades periódicas en la guía, que modifiquen la longitud de onda efectiva del modo que se propaga en ella. Esto permitiría:

- Lograr apuntamientos broadside sin grating lobes, consiguiendo cumplir las restricciones del sistema ($\lambda_g \leq \lambda_0$). Para una antena de ranuras con alimentación por onda progresiva, la longitud de onda guiada (λ_g) es mucho más grande que la longitud de onda en el vacío (λ_0), impidiendo alimentar las ranuras en fase para lograr un diagrama de radiación con apuntamiento broadside, ya que aparecerá grating lobe degradando el diagrama de radiación y la ganancia de la antena.

Con las discontinuidades propuestas en este TFM se puede reducir la longitud de onda guiada por debajo de la longitud de onda en el vacío, posibilitando el diseño de un array con apuntamiento broadside.

- Plantear una alternativa en las bandas de frecuencias milimétricas para el trabajo de la inclusión de tornillos en la guía [2], ya que, aunque este trabajo sea una solución muy satisfactoria para este tipo particular de antenas, en el caso en que la frecuencia de trabajo sea alta, por ejemplo, la banda de milimétricas (30-300 GHz), llegará un

punto en que la métrica de los tornillos será demasiado grande para el tamaño de la guía. En esta solución con discontinuidades, la frecuencia límite será mayor que con la solución de los tornillos.

El planteamiento que se sigue para desarrollar este trabajo consiste en diseño de la celda unidad de la guía con discontinuidades, en el posterior diseño de la guía de onda con discontinuidades, a continuación, se estudiará el elemento radiante unitario y, por último, se diseñará el array final de N ranuras.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 1: Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2: Conceptos teóricos. Conceptos básicos de antenas, tipos de antenas y guía de onda.
- Capítulo 3: Estado del arte.
- Capítulo 4: Diseño. Consideraciones previas, diseño de guías en peine, fabricación y medida de la guía y diseño de antena.
- Capítulo 5: Diseños de arrays. Acciones de mejora y diseño de la antena con 16 elementos.
- Capítulo 6: Conclusiones y trabajo futuro.

2 Conceptos teóricos

2.1 Conceptos básicos de antenas

Una antena está definida por el IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineering*) como “un dispositivo generalmente metálico creado con el objetivo de radiar o recibir ondas electromagnéticas” y que además “adapta la salida del transmisor o entrada del receptor al medio” [3]

Las antenas se diseñan para que las ondas oscilen a una determinada frecuencia. A continuación, se muestran las bandas de frecuencia, subdividiendo la banda de frecuencias que abarca las microondas.

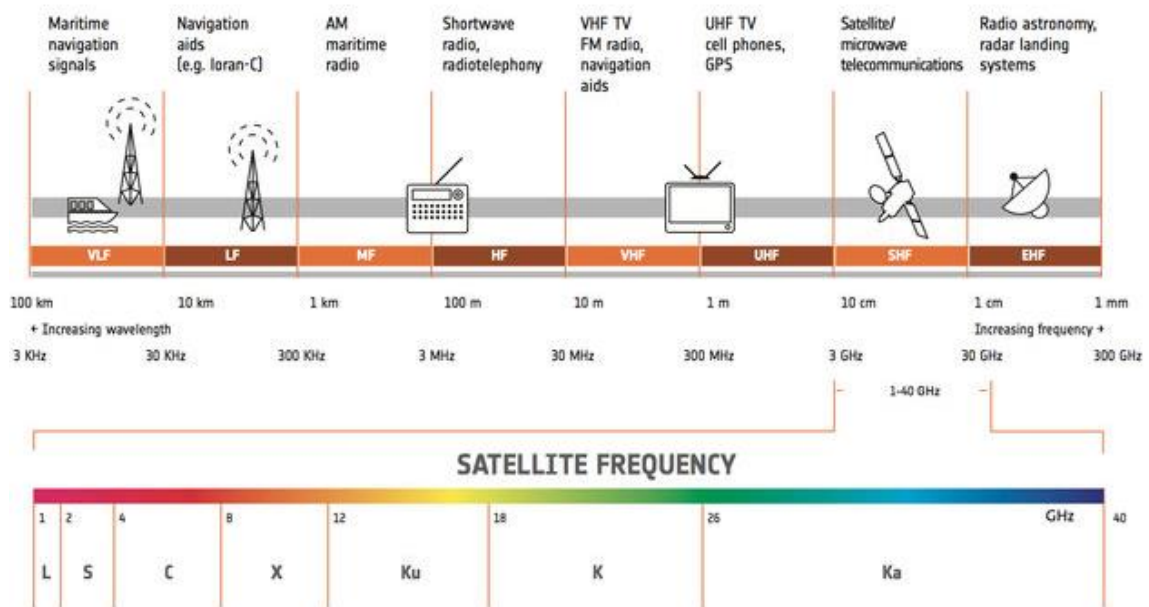


Figura 2. 1. Bandas de frecuencia [4]

Los principales parámetros de una antena se dividen en dos grandes grupos, circuitales y de radiación. Los parámetros circuitales abarcan conceptos como la impedancia o los parámetros S y los parámetros de radiación abarcan conceptos como el diagrama de radiación o la directividad y la ganancia.

A continuación, se explican más en detalle estos parámetros.

2.1.1 Parámetros circuitales de una antena

2.1.1.1 Impedancia

La impedancia definida en bornas de una antena es la impedancia de entrada de esta (Z'_A en la Figura 2. 2). Sin embargo, si se considera la línea de transmisión como parte de la antena, la impedancia de entrada se definiría en bornas de la línea de transmisión en lugar de en bornas de la antena (Z_A en la Figura 2. 2)

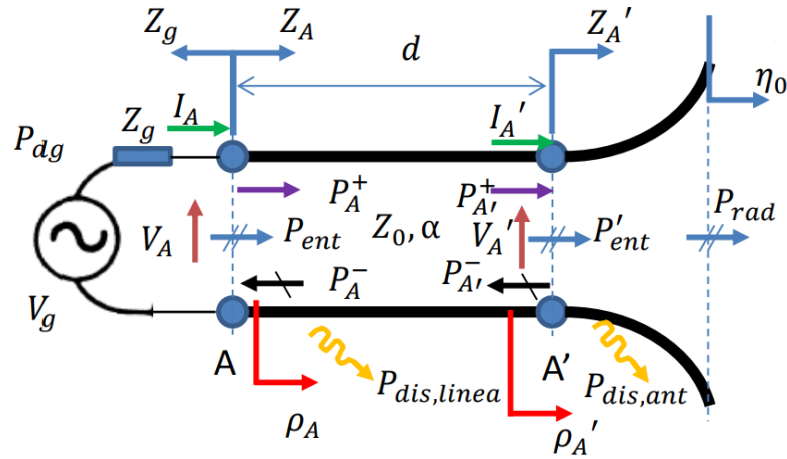


Figura 2. 2. Parámetros circuitales de una antena [3]

La impedancia de entrada a la antena se define como

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad 2.1$$

Siendo V_A el voltaje que cae a la entrada de la línea de transmisión, I_A la corriente que entrega el generador, R_A la parte real de la impedancia de entrada y X_A la parte imaginaria de la impedancia de entrada.

En la mayoría de las ocasiones se intenta conseguir que la impedancia de entrada solo tenga parte real para obtener una mejor resonancia. La parte real de la impedancia se puede relacionar también con la potencia entregada a la antena de la manera que se muestra en la siguiente ecuación.

$$P_{ent} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_A \quad 2.2$$

En una antena se pueden diferenciar dos coeficientes, dependiendo de la impedancia de la línea que se considere. El coeficiente de reflexión informa sobre la cantidad de onda incidente que se refleja y se define como

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad 2.3$$

El otro coeficiente que se puede obtener en una antena es el de adaptación, que informa cómo está adaptado el circuito, es decir, cómo aprovecha la potencia que entrega el generador, y se define como

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad 2.4$$

Cabe destacar que, aunque no exista onda reflejada, no tiene por qué haber adaptación de impedancias y viceversa, es decir, se puede conseguir máxima transferencia de potencia (adaptación de impedancias) teniendo onda reflejada y tener reflexión nula sin conseguir adaptación de impedancias.

2.1.1.2 Parámetros de dispersión o parámetros S

Los parámetros de dispersión son los que describen el comportamiento de una red eléctrica. Estos parámetros también se denominan parámetros S y dependen de las ondas incidente y reflejada definidas en los terminales de la red eléctrica. Cada terminal tiene dos puertos en los que se definen la onda entrante a la red (incidente) y la saliente (reflejada).

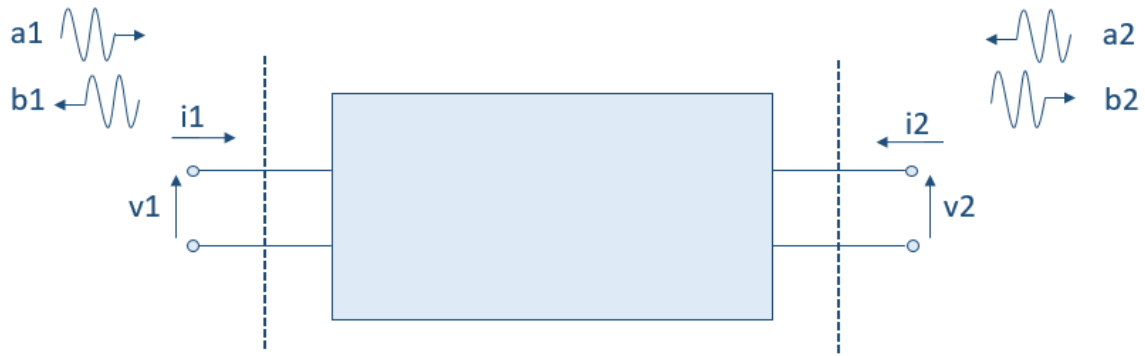


Figura 2. 3. Ondas incidentes y reflejadas

Las ondas de potencia incidente y reflejada se relacionan en la llamada matriz de parámetros S. En la Figura 2. 3 se muestra el esquema de una red eléctrica de dos puertas, sin embargo, esta puede tener más. La matriz que se muestra a continuación está definida para una red de N puertas.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{m1} & \dots & \dots & S_{mn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad 2.5$$

Desarrollando la matriz se obtienen las siguientes expresiones.

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + \dots + S_{1n} \cdot a_n \quad 2.6$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 + \dots + S_{2n} \cdot a_n \quad 2.7$$

$$b_m = S_{m1} \cdot a_1 + S_{m2} \cdot a_2 + \dots + S_{mn} \cdot a_n \quad 2.8$$

De estas ecuaciones se obtiene una expresión genérica (ecuación 2. 9) la cual se cumple si cada una de las puertas se carga con su impedancia de referencia.

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \quad a_k=0, k \neq i \quad 2.9$$

Dada esta expresión, se definen los parámetros de reflexión (S_{ii}) y de transmisión (S_{ji}). Siendo muy interesante obtener un parámetro de reflexión pequeño, para que la onda reflejada también sea pequeña y se eviten daños en el generador.

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i} \quad 2.10$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada a la carga en la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, j \neq i \quad 2.11$$

2.1.2 Parámetros de radiación de una antena

2.1.2.1 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación se define como la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena, presentadas en un sistema de coordenadas esféricas (Figura 2. 4). De esta manera, se consigue ver cómo focaliza la potencia radiada la antena.

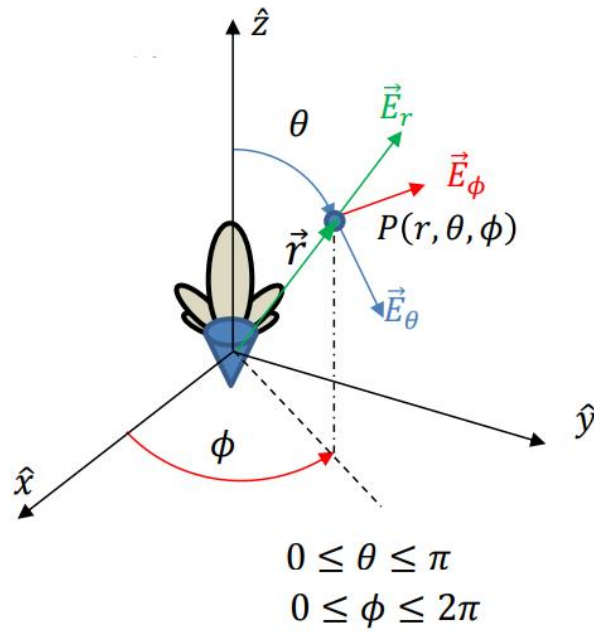


Figura 2. 4. Sistema de coordenadas esféricas [3]

Las magnitudes con las que se define este sistema de coordenadas son las siguientes:

- Radio: distancia al origen
- Elevación: ángulo respecto al eje \hat{Z}
- Azimut: ángulo respecto al eje \hat{X}

Aunque se represente en coordenadas esféricas (tridimensionales), es muy común mostrar cortes planos para poder observar mejor las características del diagrama de radiación de la antena. Para mostrar estos cortes planos se fija una coordenada, normalmente phi, para poder ir variando theta.

Las características más importantes que se pueden observar en estos diagramas son las siguientes.

- Lóbulos (principal y secundarios): siendo el lóbulo principal el que contiene la dirección de máxima radiación y los secundarios el resto.
- Nivel de lóbulo lateral (SLL, Side Lobe Level): es la relación que existe entre el lóbulo principal y los lóbulos laterales.
- Ancho de haz a -3 dB (BW_{-3dB}): es el intervalo entre dos puntos del lóbulo principal, medido en los puntos en los que la potencia cae 3 dB con respecto a la potencia máxima radiada (mitad de la potencia). Cuanto más estrecho es el ancho de haz, más directiva es la antena.

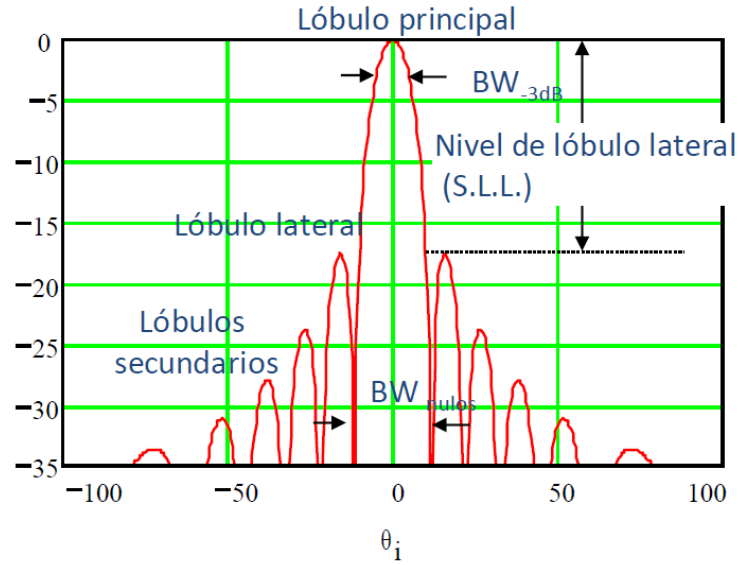


Figura 2. 5. Diagrama de radiación de una antena [3]

2.1.2.2 Directividad y ganancia

Para definir estos términos es necesario aclarar que la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido. Esta intensidad de radiación informa sobre la cantidad de energía que es posible emitir en una dirección concreta.

Por lo tanto, se puede definir la ganancia directiva $D(\theta, \phi)$ como la relación entre la intensidad de radiación de una determinada antena y la intensidad de radiación de una antena isotrópica, considerando que ambas radian la misma potencia total. Una antena isotrópica es la que radia la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad 2.12$$

La directividad D_0 es el valor de la ganancia directiva $U(\theta, \phi)$ en la dirección de máxima radiación.

Por otra parte, cabe destacar que el valor de la ganancia de potencia $G(\theta, \phi)$ está muy relacionado con la ganancia directiva, ya que se define como la relación entre la intensidad de radiación de una determinada antena y la intensidad de radiación de una antena isotrópica, considerando que ambas aceptan la misma potencia entregada.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad 2.13$$

De la misma forma que con la ganancia directiva y el valor de la directividad, en este caso la ganancia máxima G_0 es el valor de la ganancia de potencia $G(\theta, \phi)$ en la dirección de máxima radiación.

Es importante resaltar que la ganancia de potencia, a diferencia de la ganancia directiva, tiene en cuenta las pérdidas en los dieléctricos y en los metales, por lo que el valor de esta será más bajo que el de la ganancia directiva.

De la relación entre ambas variables se obtiene el valor de la eficiencia total de radiación de la antena.

$$\zeta_{total} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} = \frac{4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}}}{4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}}} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \quad 2.14$$

2.1.2.3 Polarización

La polarización del campo radiado por una antena se define como la trayectoria del vector del campo radiado en función del tiempo, es decir, define tanto la orientación del extremo del vector como su sentido de giro a lo largo del tiempo. Dicha polarización se define observándola desde la antena.

En función de la forma trazada por el vector de campo eléctrico, existen tres tipos de polarización:

- Polarización lineal: el campo proyectado sobre el plano del observador es una línea recta. Esta polarización se da cuando ambas componentes están desfasadas entre sí 0° (están en fase) o 180° (están en contrafase).

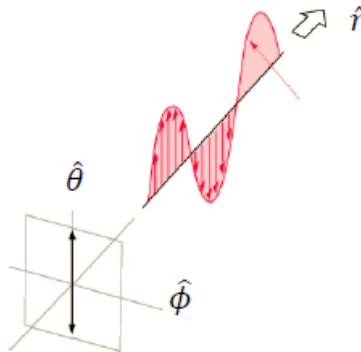


Figura 2. 6. Polarización lineal [3]

- Polarización circular: el campo proyectado sobre el plano del observador forma una circunferencia. Esta polarización se da cuando ambas componentes tienen la misma amplitud, son ortogonales y están desfasadas entre sí 90° . Puede darse una polarización circular a derechas o a izquierdas según el sentido de giro.

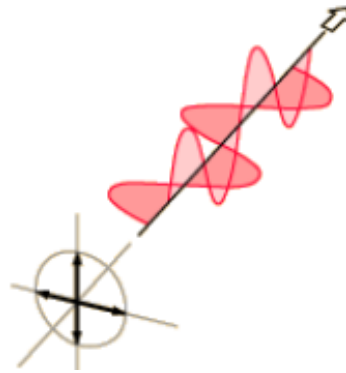


Figura 2. 7. Polarización circular [3]

- Polarización elíptica: el campo proyectado sobre el plano del observador forma una elipse. Este caso es el más común en la práctica y también puede ser polarización elíptica a izquierdas o a derechas. En este tipo de polarización, una de las componentes del campo, normalmente la copolar (deseada), tiene un nivel mayor que la otra componente, en este caso, la contrapolar.

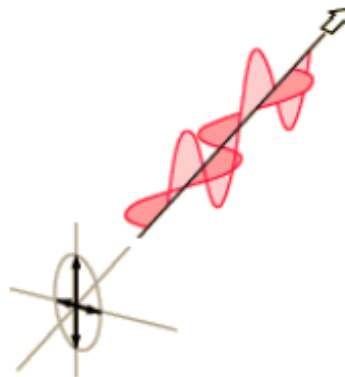


Figura 2. 8. Polarización elíptica [3]

La orientación relativa de la antena transmisora con la receptora es muy importante para captar la mayor cantidad de señal posible. La polarización de la antena determinará qué componente del campo eléctrico radiado es la deseada, es decir, la que lleva la información, denominándose componente copolar.

Además, también existirá una componente indeseada o contrapolar, y se buscará que sea lo menor posible para no distorsionar la transmisión de información.

2.2 Tipos de antenas

Existen distintos tipos de antenas dependiendo de las características y prestaciones de cada una de ellas. A continuación, se muestran los grupos más genéricos en cuanto a tipos de antenas.

- Antenas lineales. Son unas antenas formadas por hilos de material conductor eléctricamente finos. En este caso, las corrientes fluyen de manera longitudinal sobre el hilo. Un ejemplo de este tipo de antenas son los dipolos eléctricos.

- Antenas impresas. Son antenas fabricadas en circuito impreso. El espesor de este tipo de antenas siempre es menor a $0,2\lambda_0$. Las antenas más comunes de este tipo son las antenas de parche.
- Antenas de apertura. Son las antenas que radian las ondas electromagnéticas a través de una abertura en la propia antena. Algunas antenas de apertura son las ranuras o las bocinas.
- Arrays de antenas. Consisten en cualquier agrupación de un cierto número de elementos radiantes de cualquiera de los tipos ya mencionados.

2.2.1 Elementos radiantes

En el grupo de las antenas de apertura, nos encontramos con las antenas de ranura. Este tipo de elemento radiante es uno de todos los que existen.

Una ranura se define como una apertura en un material conductor metálico. A través de esta ranura, la señal se transmite en forma de radiación. En concreto, las ranuras poseen una gran ventaja que consiste en que son un diseño compacto ya que la ranura va mecanizada en un plano metálico, además de su facilidad de fabricación.

En este caso, las ranuras se alimentan por guía de onda, sin embargo, hay otras maneras de alimentar las antenas de ranura, por ejemplo, mediante líneas microstrip.

Según la colocación de la ranura, esta acoplará más o menos potencia. Es decir, para que la ranura se excite, es necesario que intercepte líneas de corriente. Cuanto más perpendiculares sean las líneas de corriente que cortan a la ranura, más potencia acoplará esta. Por el contrario, cuanto más paralelas sean las líneas de corriente que cortan a la ranura, menos potencia acoplará, llegando a no acoplar nada de potencia si son totalmente paralelas a la ranura.

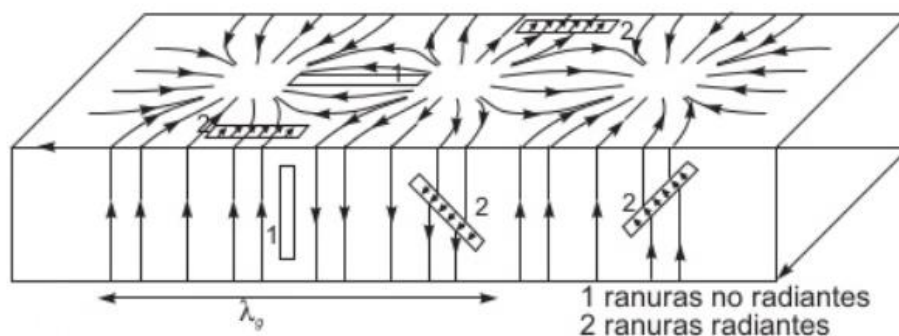


Figura 2. 9. Líneas de corriente en una guía de onda con ranuras [5]

2.2.2 Array de antenas

Un array de antenas es una agrupación de un determinado número de elementos radiantes, de manera que se comporte como una única antena. Con esta estructura se pretende mejorar la ganancia o la directividad con respecto a una antena individual, además de poder modificar de manera más sencilla los parámetros del diagrama de radiación de la antena.

A continuación, se indican los principales factores que definen un array.

- Espaciado entre los elementos radiantes del array.
- Amplitud con la que se alimenta cada elemento.
- Fase con la que se alimenta cada elemento
- Diagrama de radiación de cada elemento.
- Colocación geométrica del array.

El campo radiado por el n -ésimo elemento del array se define como el campo radiado por dicho elemento si estuviera situado en el origen de coordenadas, evaluado en la posición indicada en el vector \vec{r}_n y con el coeficiente de alimentación que le corresponde (I_n)

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad 2.15$$

El campo eléctrico total radiado por un array se define como la suma de los campos eléctricos radiados por cada elemento unitario del array (2. 16)

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad 2.16$$

Como se puede observar, el campo eléctrico radiado por un array depende tanto del diagrama de radiación del elemento unitario como del factor de array, definido en 2. 17

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad 2.17$$

Siendo A_n el coeficiente de alimentación normalizado, \hat{r} el vector de posición unitario de cada punto del espacio y \vec{r}_n el vector de posición al centro de cada elemento.

Un aspecto importante de los arrays es su tipo de alimentación. Estos tipos se diferencian según el valor de la amplitud y de la fase con la que se alimentan los elementos del array. En concreto, en este trabajo se utiliza una alimentación uniforme, por lo que $A_n = 1$. Con la alimentación uniforme se maximiza la directividad.

En el caso en el que los elementos radiantes se dispongan a lo largo del eje Z de coordenadas, la expresión del factor de array también se puede expresar como

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_n)} \quad 2.18$$

Siendo a_n el módulo del coeficiente de alimentación normalizado, d la distancia entre elementos, θ el ángulo que forma el vector \vec{r}_n y α_n la fase de alimentación.

Considerando un desfase progresivo, se define que $\alpha_n = n \cdot \alpha$. De esta manera se puede definir la variable ψ como

$$\psi = k_o \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha \quad 2.19$$

La figura del factor de array en función de ψ depende tanto de d como de α . En concreto, cuanto más grande sea la distancia entre elementos, más grande será el margen visible y más probabilidad habrá de que aparezcan grating lobes. Además, cabe destacar que si la fase de alimentación del array cambia, conlleva un desplazamiento en el margen visible, que en la práctica se traduce en un cambio en la dirección de máxima radiación del array.

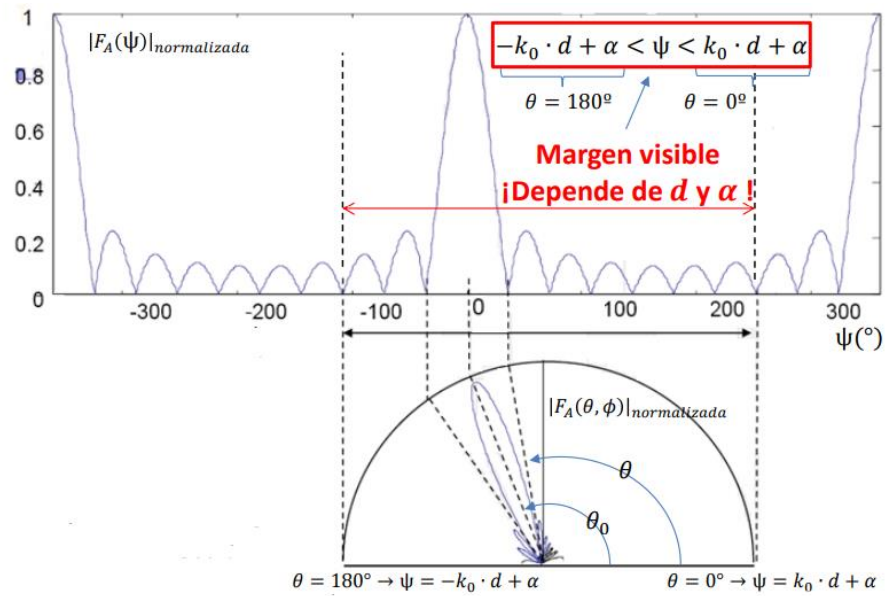


Figura 2. 10. Margen visible [3]

Para el caso de este trabajo, que tiene alimentación uniforme tanto en amplitud como en fase, se puede obtener el ángulo de apuntamiento del haz principal del array despejando la expresión de ψ , sabiendo que los máximos de radiación siempre están en $\psi = 0$.

$$\psi = k_o \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha = 0 \quad 2.20$$

$$\theta_o = \cos^{-1} \left(-\frac{\alpha}{k_o \cdot d} \right) = \cos^{-1} \left(-\frac{0}{k_o \cdot d} \right) = \cos^{-1}(0) = 90^\circ \quad 2.21$$

De esta manera se demuestra que con el diseño que se va a realizar, teóricamente la antena tendría apuntamiento broadside.

Dependiendo de la distribución de los elementos unitarios de un array, existen varios tipos:

- Arrays lineales: dichos elementos están dispuestos en una línea recta.

- Arrays planos: dichos elementos están dispuestos en un plano.
- Arrays conformados: dichos elementos están dispuestos sobre una forma específica.

Uno de los aspectos más importantes a la hora de determinar las características de funcionamiento de un array, es su red de alimentación. Esta se encarga de distribuir la potencia de entrada para proporcionar los coeficientes de alimentación en módulo y fase adecuados a cada elemento.

Cabe destacar que, en la mayoría de los casos, el nivel de lóbulos secundarios y la forma del diagrama se controlan mediante el módulo de alimentación y la dirección de apuntamiento de la antena mediante la fase de alimentación.

A continuación, se muestran varias maneras de alimentar un array.

Configuración serie

Existen dos tipos de configuraciones en serie que son la resonante y la de onda progresiva. La banda de frecuencias de operación de un array resonante es solo un pequeño porcentaje porque requiere que la separación entre ranuras sea de $\lambda_g/2$ de manera que se cancelen las reflexiones a la frecuencia de diseño y se genere la onda estacionaria que alimenta los elementos radiantes, la cual aparece por la necesidad de terminar el array con un cortocircuito. Sin embargo, para frecuencias distintas de la de diseño, la adaptación se deteriora rápidamente.

Por otra parte, en la configuración de onda progresiva, a diferencia de los arrays resonantes, que se excitan con una onda estacionaria, los elementos radiantes van progresivamente captando y radiando señal de una onda que viaja por la línea de transmisión. Además, dicha línea de transmisión se termina con una carga adaptada, es decir, no con un cortocircuito como en los resonantes.

En las antenas de onda progresiva, la separación física entre elementos radiantes determina el desfase progresivo existente en la alimentación del array. Dicho desfase varía con la frecuencia, lo que se traduce en un cambio en la dirección de máxima radiación del array. Este tipo de antenas se denominan antenas de escaneo en frecuencia.

En este trabajo se va a diseñar un array por onda progresiva intentando conseguir un apuntamiento broadside incluyendo las discontinuidades en el interior de la guía.

Configuración paralela o corporativa

Esta configuración no presenta el problema que tienen los arrays con configuración serie, ya que independizan las fases con que se alimentan los elementos radiantes de la frecuencia, lo cual no ocurre en las alimentaciones serie.

El principal problema de las redes corporativas es que ocupan mucho espacio y suelen obligar a colocar los elementos radiantes más separados, pudiendo incluso llegar a provocar la aparición de grating lobes.

2.3 Guía de onda

De entre todas las tecnologías existentes para una red de alimentación, se va a utilizar la guía de onda rectangular (Figura 2. 11). Una guía de onda consiste en un medio físico a través del cual se propagan las ondas electromagnéticas. El contorno de la estructura de la guía está formado por un conductor que en su interior contiene un dieléctrico, normalmente aire.

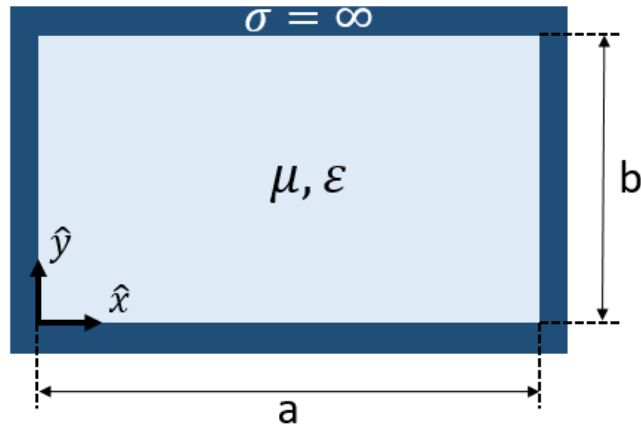


Figura 2. 11. Corte transversal de una guía de onda

Esta tecnología reduce la disipación de energía, por lo tanto, tiene muy bajas pérdidas. Es una tecnología muy apropiada para aplicaciones de altas frecuencias.

Existen varias componentes en un campo dependiendo de la dirección de propagación de estas. En concreto, para una guía de onda por la que se propagan las ondas por el eje \hat{Z} , estas son las componentes del campo:

- Componente transversal: componente perpendicular a la dirección de propagación (E_x, E_y, H_x y H_y)
- Componente longitudinal: componente contenida en la dirección de propagación (E_z y H_z)

Dependiendo del valor de estas componentes vectoriales de campo eléctrico y magnético, se pueden clasificar los modos de propagación de la siguiente manera.

- Modo Transversal Eléctrico (TE): $E_z = 0$ y $H_y \neq 0$ (No tiene componente longitudinal eléctrica)
- Modo Transversal Magnético (TM): $E_z \neq 0$ y $H_y = 0$ (No tiene componente longitudinal magnética)
- Modo Transversal Electromagnético (TEM): $E_z = 0$ y $H_y = 0$ (No tiene componente longitudinal)
- Modos híbridos: $E_z \neq 0$ y $H_y \neq 0$ (Tienen componente longitudinal eléctrica y magnética)

La guía de onda permite propagar infinitos modos TE o TM, sin embargo, no permite propagar ningún modo TEM, ya que una guía tiene un único conductor y para que se

propague un modo TEM se necesitan dos conductores. Por otra parte, únicamente se propagarán los modos cuyo valor de la frecuencia de corte esté por debajo del valor de la frecuencia de trabajo de la guía.

El primer modo que se propaga en la guía se denomina modo fundamental y el resto modos superiores. Normalmente es interesante trabajar en una banda de frecuencias en la que únicamente se propague el modo fundamental. Este primer modo en una guía rectangular es el TE_{10} .

Cabe destacar que el modo fundamental es el que va a tener el valor de frecuencia de corte más bajo.

3 Estado del arte

La banda Ku, como se muestra en la Figura 2. 1, se utiliza en comunicaciones por satélite, abarcando una banda desde 12 GHz hasta 18 GHz.

En concreto, en este trabajo se va a trabajar sobre una frecuencia de 17 GHz. A continuación, se muestran algunas de las aplicaciones donde se utilizan frecuencias en torno a 17 GHz.

- Europa: en la tabla de segmentos reservados de frecuencia, destacan los sistemas de radiolocalización militar, la exploración de la Tierra desde satélite o los servicios FSS (Fixed Satellite Service) [6]
- América: en la tabla de segmentos reservados de frecuencia se indican servicios muy parecidos a los de Europa, además de la exploración del espacio [7].
- Aplicación Direct Broadcast Satellite (DBS) [8] [9] [10].

En concreto, para aplicaciones de radiolocalización, las antenas de escaneo en frecuencia, como la propuesta en este TFM son muy útiles porque permiten obtener información relativa a la distancia a la que se encuentra un objeto, además de obtener información relativa a su tamaño, gracias a que a cada frecuencia el diagrama se desajusta y se puede barrer la superficie de dicho objeto.

Una de las aplicaciones que utiliza antenas de escaneo frecuencial es la de la obtención de imágenes (imaging) [11]. Este concepto consiste en una técnica que mediante antenas directivas se iluminan varios segmentos de manera individual, permitiendo así recuperar la información de la imagen completa.

Otra de las aplicaciones que ofrece unas características similares es la de segmentar la grada de un estadio de fútbol con el objetivo de evitar colapsos en la red en situaciones con mucha densidad de tráfico [12]. En este caso, la antena que se propone, operando a una frecuencia aproximada de 2 GHz, está montada en el techo del estadio y, a diferencia de las antenas convencionales de este tipo, estas pueden dividir una celda original de un cuadrado en 4 celdas cuadradas. Esto permite una reutilización de la frecuencia 4 veces en el área indicada.

En concreto, para este tipo de aplicaciones se utilizan antenas escaneables de manera electrónica. Lo que se escanea es un diagrama de radiación a una frecuencia mediante los elementos electrónicos.

Este sistema opera a 2 GHz, lo cual es una buena opción para los estándares de hoy en día, como 4G. Sin embargo, este tipo de antenas es interesante trasladarlas a sistemas de comunicaciones 5G, utilizando frecuencias más elevadas para aumentar el ancho de banda disponible. La alternativa propuesta, de cara a implementar estos sistemas futuros, consiste en utilizar guía de onda como medio de transmisión para minimizar las pérdidas propias que provocan las frecuencias elevadas.

Además, como alternativa se podrían utilizar antenas de escaneo en frecuencia, como la propuesta en este TFM, implementadas en guía de onda, las cuales consiguen distintos apuntamientos a distintas frecuencias sin necesidad de elementos electrónicos. De esta

manera se simplificaría el diseño, además de reducir interferencias entre los distintos apuntamientos, ya que no solo se reducen al llegar desde ángulos distintos, sino que también llegan por otra frecuencia.

El principal objetivo y también la principal ventaja de este tipo de antenas consiste en aumentar considerablemente la capacidad de la red y de los datos.

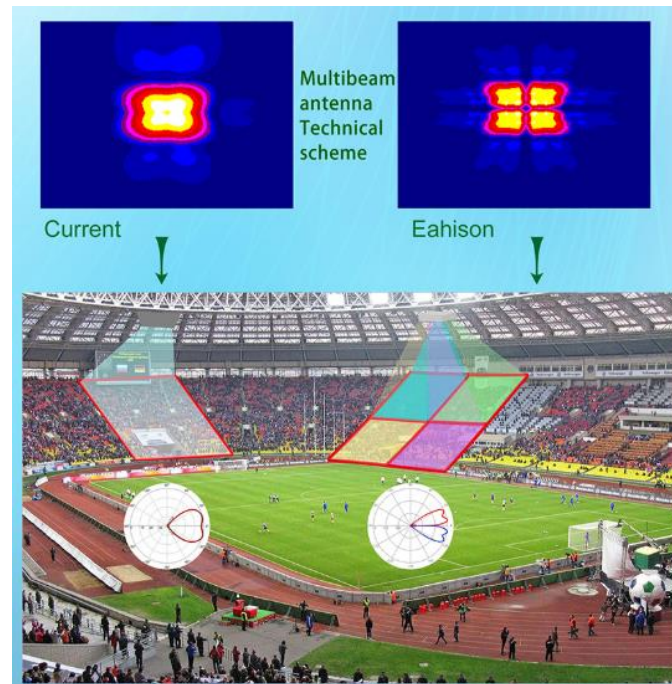


Figura 3. 1. Ceiling Mounted Multi Beam Stadium Antenna [12]

En concreto, esta antena tiene varios apuntamientos, cada uno correspondiendo con una frecuencia. Por lo tanto, sería posible recibir y transmitir información a distintas partes del estadio. Por ejemplo, al apuntar a broadside existiría la posibilidad de aprovechar 3 apuntamientos (-10° , 0° y 10°)

Si bien tradicionalmente las antenas por escaneo en frecuencia se han implementado en una guía de onda ranurada, también existen propuestas para lograr mayores prestaciones de estas antenas convencionales de ranuras en guía de onda alimentadas por onda progresiva. Las modificaciones que se realizan para mejorar las prestaciones de la antena consisten en alterar las condiciones del medio de transmisión, en este caso, de la guía de onda.

Varios ejemplos que realizan dichas modificaciones son los que se explican a continuación.

El primer ejemplo consigue alterar las propiedades de radiación de la antena mediante una guía de onda en la que se introducen una serie de tornillos [2]. Al tener tres tornillos debajo de cada ranura, es posible modificar cada tornillo de manera individual para conseguir modificar la amplitud y la fase de alimentación de cada ranura.

Esta es una posible solución para alterar estas propiedades de radiación, sin embargo, el diseño que se propone en este TFM se basa en la introducción de una serie de discontinuidades en el interior de la guía, en lugar de tornillos. De esta manera, se consigue

crear una guía nueva (guía en peine) modificando la constante de propagación gracias a la introducción de una serie de discontinuidades periódicas.

La idea de introducir discontinuidades en una guía se ha obtenido de [13]. En este trabajo mencionado se explica el diseño de una antena de una guía en peine con ranuras como elementos radiantes (Figura 3. 2). Esta antena está diseñada con alimentación serie resonante, con la cual se consigue un apuntamiento a broadside.

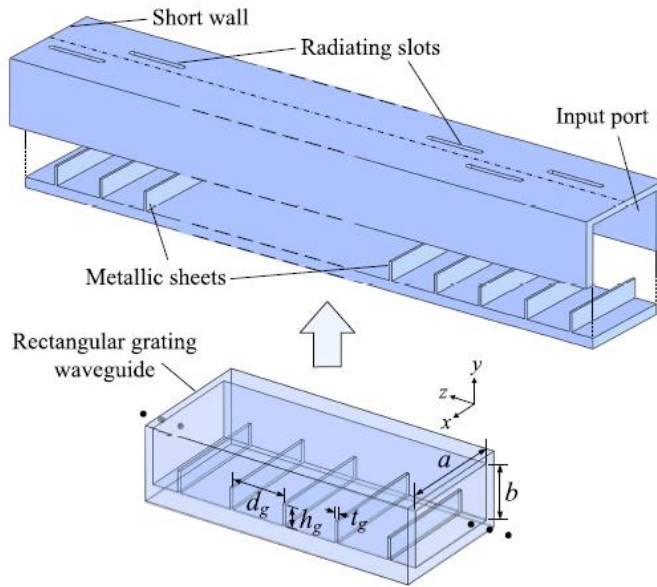


Figura 3. 2. Ejemplo de una guía en peine [13]

Para el diseño de la antena de este trabajo se propone modificar el tipo de alimentación del array de alimentación serie resonante por alimentación por onda progresiva. Con este cambio se pretende conseguir una banda de adaptación mayor, ya que los diseños con alimentación resonante tienen un ancho de banda limitado.

Sin embargo, en los diseños alimentados por onda progresiva no se suele conseguir un apuntamiento broadside ya que aparecerían grating lobes. Lo que se intenta con la introducción de las discontinuidades periódicas es lograr apuntar a broadside manteniendo, en la medida de lo posible, la buena banda de adaptación que proporcionan las antenas de onda progresiva.

Por lo tanto, resumiendo los conceptos principales de diseño, se obtiene lo siguiente.

- Se alimenta la antena mediante onda progresiva para obtener una banda de adaptación mayor.
- Se introducen discontinuidades periódicas en el interior de la guía para conseguir apuntamiento broadside, pese a tener alimentación por onda progresiva.

En el siguiente apartado (apartado 4) se explicará el proceso seguido para conseguir los objetivos mencionados.

4 Guías en peine: Caracterización y diseño

4.1 Consideraciones previas

Las consideraciones que hay que tener en cuenta para el diseño de este trabajo se indican a continuación.

- La frecuencia central de trabajo es $f_0 = 17 \text{ GHz}$, como se indica en el apartado 3.
- La banda de trabajo abarca desde los 16 GHz hasta los 18 GHz.
- El diseño consiste en una guía de onda con discontinuidades periódicas en su interior.
- La antena propuesta es una aplicación de esta guía en peine a antenas de ranura.
- Se trabaja con una ley de alimentación uniforme para cada elemento radiante.
- El array es lineal y se alimenta en serie por la técnica de onda progresiva (apartado 3)
- Se utiliza el software comercial CST Microwave Studio, disponible en la Escuela Politécnica Superior, para realizar los diseños y simulaciones.

Como se ha explicado anteriormente (apartado 1.1) la solución que se propone en este TFM consiste en introducir una serie de discontinuidades periódicas en una guía con el objetivo de modificar las condiciones de propagación en su interior.

El proceso que se sigue para realizar este diseño es el que se muestra esquematizado en la Figura 4. 1. Como se indica, primero se diseña la celda unidad (1) con una única discontinuidad, es decir, el tramo de la guía en peine que se va a repetir de manera periódica durante toda la guía. A continuación, se diseña la guía en peine (2), es decir, el medio de transmisión, buscando conseguir los resultados óptimos para finalmente, diseñar la antena final (3) con sus elementos radiantes, en este caso ranuras.

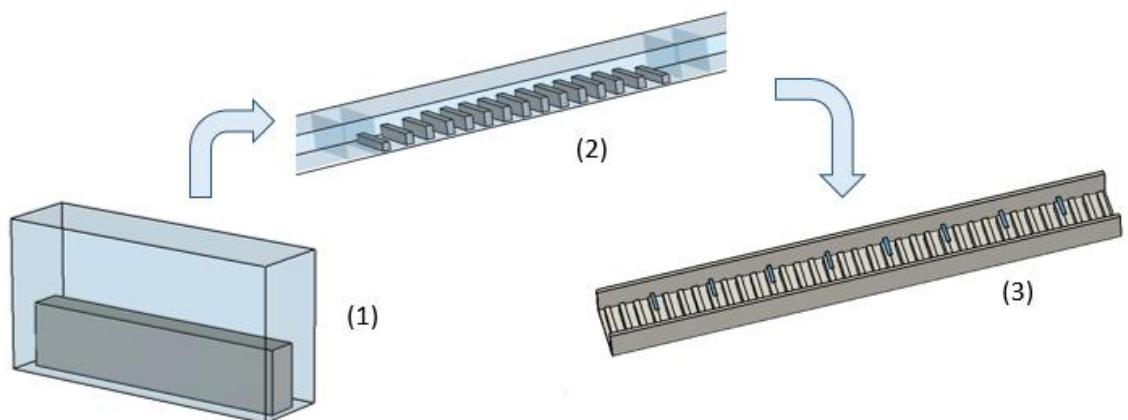


Figura 4. 1. Diagrama de flujo seguido durante el TFM

Introducir estas discontinuidades en una guía vacía permite obtener la constante de propagación deseada, proceso que se explicará a lo largo de este documento.

Para comenzar, se explica en detalle el proceso seguido para diseñar una de estas discontinuidades del diseño, denominada celda unidad.

El diseño propuesto de la celda unidad se muestra en la Figura 4. 2. La discontinuidad que se introduce en la guía es metálica y tiene forma rectangular.

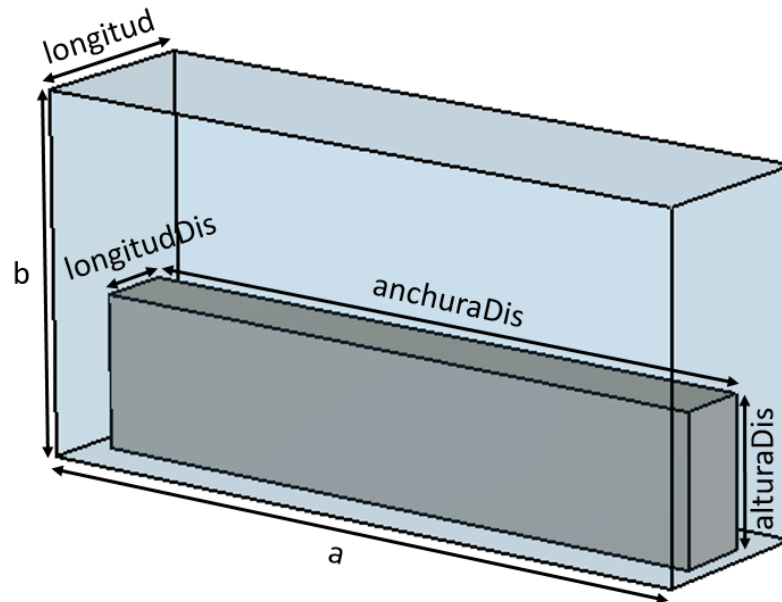


Figura 4. 2. Diseño celda unidad

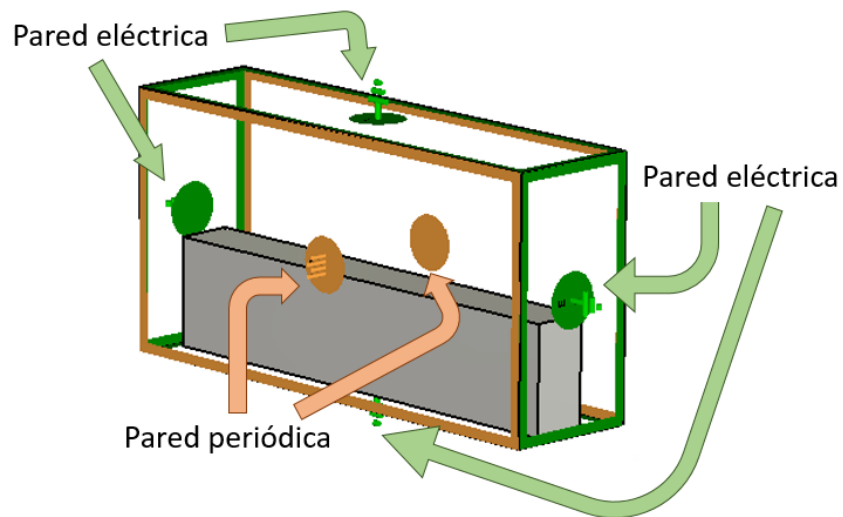


Figura 4. 3. Tipo de paredes del diseño de la celda unidad

Al realizar el diseño con el Eigenmode Solver de CST es posible simular una guía en peine infinita, estableciendo la condición de periodicidad infinita y conocer la constante de propagación de dicha guía.

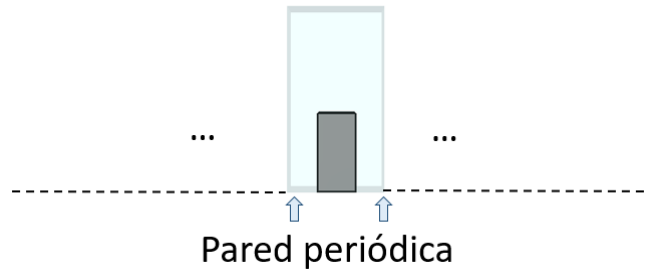


Figura 4. 4. Diseño de la celda unidad con Eigenmode Solver

Se diseña una única discontinuidad en el interior de un tramo de guía de una cierta longitud. Para que la guía en peine se comporte aproximadamente como una guía con una cierta constante de propagación, debe tener un gran número de discontinuidades.

Para el diseño de la celda unidad (Figura 4. 2) se va a utilizar el Eigenmode Solver que permite simular la discontinuidad en condiciones de periodicidad infinita.

Cuando se diseñe la guía en peine, el tramo de celda unidad se repetirá de manera periódica un número determinado de veces (finito), formando así la estructura principal de la antena.

Para comprobar cómo afecta una discontinuidad en una guía de un tramo de una longitud de onda de la guía, con $a = 13,51$ mm y $b = 6,91$ mm (Figura 4. 5), se realiza un estudio variando la altura de la discontinuidad desde 0 mm (guía vacía) hasta casi la altura total de la guía.

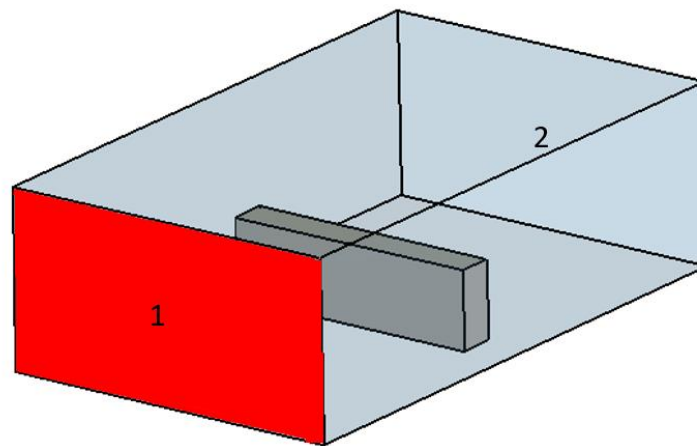


Figura 4. 5. Diseño de un tramo de guía con una discontinuidad para realizar un estudio variando la altura de la discontinuidad

En este estudio se analiza cómo va evolucionando tanto el parámetro S_{11} como el parámetro S_{21} (Figura 4. 6 y Figura 4. 7, respectivamente)

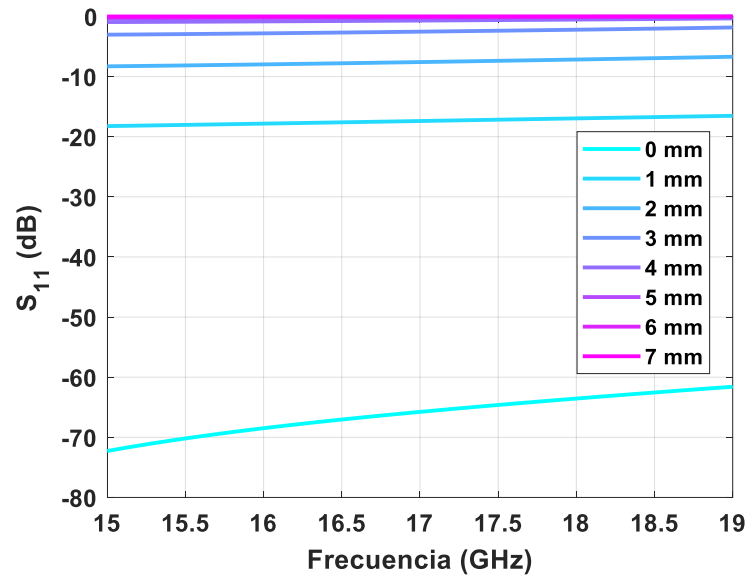


Figura 4. 6. Barrido del parámetro S_{11} de una guía con una discontinuidad

Se observa que la adaptación obtenida va empeorando según va aumentando la altura de la discontinuidad en la guía. Esto es debido a que cuanto más alta es la discontinuidad, más obstáculo se encuentra la onda al atravesar la guía y, por lo tanto, peor adaptación se obtiene.

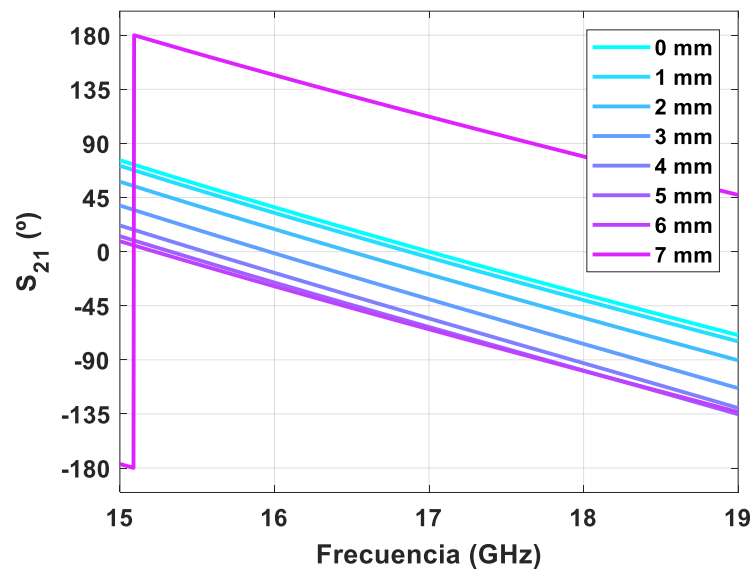


Figura 4. 7. Barrido de la fase parámetro S_{21} de una guía con una discontinuidad

Observando la fase obtenida para cada caso, se aprecia que para la guía vacía (0 mm) se obtiene una fase de 0° , como cabe esperar al ser el tramo de guía de una longitud de onda. Sin embargo, según va aumentando la altura de la discontinuidad, el tramo de guía tiene una fase cada vez menor (Tabla 4. 1).

Tabla 4. 1. Fase del parámetro S_{21} haciendo un barrido en altura de la discontinuidad a la frecuencia de 17 GHz

Altura discontinuidad	Fase (°)
1 mm	0 °
2 mm	-4,54 °
3 mm	-18,04 °
4 mm	-38,21 °
5 mm	-54,09 °
6 mm	-61,27 °
7 mm	-63,15 °
8 mm	113,61 °

Habiendo observado cómo varía la fase según las dimensiones de la discontinuidad, la celda unidad se diseña siguiendo la estrategia de cancelar las reflexiones producidas por las mismas discontinuidades. Esto se consigue colocándolas a una distancia de $\lambda_g/4$, es decir, de 90°. Esto se confirma con el análisis de pequeña señal (ecuación 4. 1 y 4. 2).

$$\rho_{TOTAL} = \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-2j\beta d} \quad 4.1$$

$$\rho_{TOTAL} = \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-2j\frac{2\pi}{\lambda_g}\frac{\lambda_g}{4}} = \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-\pi j} = \rho_1 - \rho_2 \simeq 0 \quad 4.2$$

Siendo ρ_1 la reflexión producida por la primera discontinuidad, ρ_2 la producida por la siguiente discontinuidad y ρ_{TOTAL} la reflexión total de la guía en peine.

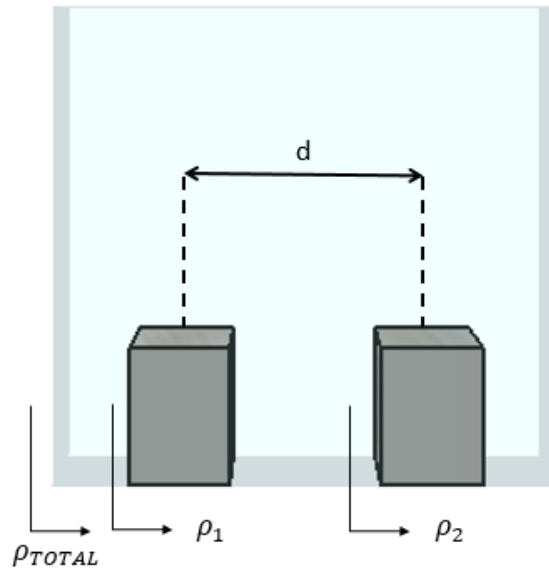


Figura 4. 8. Parámetros de la estructura de la guía en peine

Para conseguir un desfase de 90° en la celda unidad, hay que tener en cuenta que dicho desfase viene determinado tanto por la longitud del tramo de celda unidad como por la constante de propagación de la guía en peine (β).

$$Desfase = \beta \cdot longitud$$

4. 3

Dada la expresión anterior, se decide fijar el valor de *longitud* (Figura 4. 2) para, posteriormente, modificando las dimensiones de la discontinuidad, conseguir el valor de la constante de propagación requerido para obtener un desfase de 90°.

Las dimensiones de *a* y *b* se han obtenido de [13], habiendo escalado las dimensiones utilizadas en el artículo de 12,5 GHz a la frecuencia de trabajo de nuestro diseño (17 GHz).

Las dimensiones de *a* y *b* se muestran a continuación.

$$a = 19,05 \text{ mm} \cdot \left(\frac{12,5 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \right) = 14 \text{ mm} \quad 4. 4$$

$$b = 9,525 \text{ mm} \cdot \left(\frac{12,5 \text{ GHz}}{17 \text{ GHz}} \right) = 7 \text{ mm} \quad 4. 5$$

Además, como se ha mencionado anteriormente, la antena que se va a diseñar tendrá alimentación por onda progresiva. Los objetivos de diseño de antena que se pretenden conseguir son los que se muestran a continuación.

- Evitar, en la medida de lo posible, la aparición de grating lobe dentro de la banda de frecuencia de trabajo de la antena.
- Apuntamiento a broadside
- Nivel de adaptación mejor que -10 dB

Para el primer diseño de la celda unidad se contemplan únicamente los dos primeros objetivos.

Para conseguir apuntar a broadside, las ranuras de la antena deben estar alimentadas en fase, lo cual se consigue situando las ranuras una distancia de λ_g entre sí. Además, para que no aparezcan grating lobes, se necesita que la longitud de onda en la guía (λ_g) sea menor que la longitud de onda en el vacío (λ_0). A continuación, se comprueba como en una guía vacía, la longitud de onda en la guía es mayor que la longitud de onda en el vacío.

La longitud de onda en el vacío viene definida por la frecuencia de trabajo, como se puede observar en la ecuación 4. 6.

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{17 \cdot 10^9} = 17,65 \text{ mm} \quad 4. 6$$

Siendo c_0 la velocidad de la luz en el vacío y f_0 la frecuencia de trabajo.

Por otra parte, la frecuencia de corte del modo fundamental, queda reducida a la expresión definida en la ecuación 4. 7, la cual depende únicamente de la anchura de la guía.

Esta simplificación es posible ya que nos encontramos ante el modo fundamental de la guía (TE₁₀), siendo TE_{mn} y sabiendo que m, n son los valores que definen los modos de propagación.

$$f_{c_{mn}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} = \frac{c_0}{2a} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 14 \cdot 10^{-3}} = 10,71 \text{ GHz} \quad 4.7$$

Donde ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del dieléctrico que tiene la guía en su interior, en este caso, aire.

La longitud de onda de una guía de onda vacía en interior se muestra en la ecuación 4.6.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} = \frac{17,65 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{10,71 \cdot 10^9}{17 \cdot 10^9}\right)^2}} = 22,73 \text{ mm} \quad 4.8$$

Como se puede observar, en este caso, $\lambda_g > \lambda_0$ (22,73 mm > 17,65 mm), por lo tanto, se deduce que, sin estas discontinuidades, es decir, sin alterar las condiciones de la guía, no sería posible conseguir que no existan grating lobes en una antena de apuntamiento broadside.

Como se ha mencionado anteriormente, para conseguir un apuntamiento broadside, hay que colocar los elementos radiantes, en este caso las ranuras, a una distancia de una longitud de onda en la guía de peines, es decir, 360°.

Dado que cada discontinuidad, es decir, la celda unidad, se diseña para obtener un desfase de 90° para la cancelación de reflexiones, es necesario colocar entre elementos radiantes 4 discontinuidades para conseguir llegar a apuntar a broadside.

$$\lambda_g \equiv 4 \cdot \text{longitud} \equiv 360^\circ \equiv 0^\circ$$

Entendiendo por longitud el tramo de guía que en su interior contiene una única discontinuidad.

Por lo tanto, teniendo en cuenta los dos objetivos fijados anteriormente, se puede hacer un resumen con los puntos principales:

- $\lambda_g < \lambda_0$
- $\lambda_g \equiv 4 \cdot \text{longitud}$

Por lo tanto, se deduce que **$4 \cdot \text{longitud} < \lambda_0$** , es decir que cuatro tramos de celda unidad colocados de manera periódica deben tener una longitud menor que la longitud de onda en el vacío, calculada con la frecuencia con la que se está trabajando, como se define en la ecuación 4.8.

Hay que tener en cuenta que para fijar el valor de *longitud* hay que valorar la restricción indicada y escoger una separación entre discontinuidades inferior a λ_0 para evitar en la medida posible los grating lobes en la banda de 16 a 18 GHz, como se muestra en la ecuación 4. 9.

$$4 \cdot \text{longitud} < \lambda_0 \rightarrow \text{longitud} < \frac{\lambda_0}{4} = \frac{17,65 \cdot 10^{-3}}{4} = 4,41 \text{ mm} \quad 4. 9$$

Como punto de partida, se decide establecer *longitud* = 3,67 mm, dato necesario para obtener la constante de propagación de la guía (β).

Sabiendo el valor de *longitud* y que se desea que el desfase de la celda unidad sea 90° para cancelar las reflexiones producidas por las discontinuidades, es posible calcular la constante de propagación necesaria para modificar las condiciones de la guía en peine.

$$\beta = \frac{\text{Desfase}}{\text{longitud}} = \frac{\frac{\pi}{2}}{3,67 \cdot 10^{-3}} = 428 \text{ m}^{-1} \quad 4. 10$$

Gracias a Eigenmode Solver de CST, es posible ir modificando las dimensiones de la discontinuidad en el interior del tramo de guía hasta conseguir el valor de la constante de propagación deseada. En la Figura 4. 2, se observa el diseño de la celda unidad, siendo las dimensiones concretas las que se muestran en la Tabla 4. 2.

Tabla 4. 2. Dimensiones del diseño de la celda unidad

Nombre dimensión	Valor dimensión
a	14 mm
b	7 mm
longitud	3,67 mm
anchuraDis	13,15 mm
alturaDis	2,94 mm
longitudDis	1,47 mm

Con este diseño se obtiene el valor de la constante de propagación deseado. El diagrama de dispersión para los cuatro primeros modos, realizando un barrido de la fase de 0° a 360°, se muestra en la Figura 4. 9.

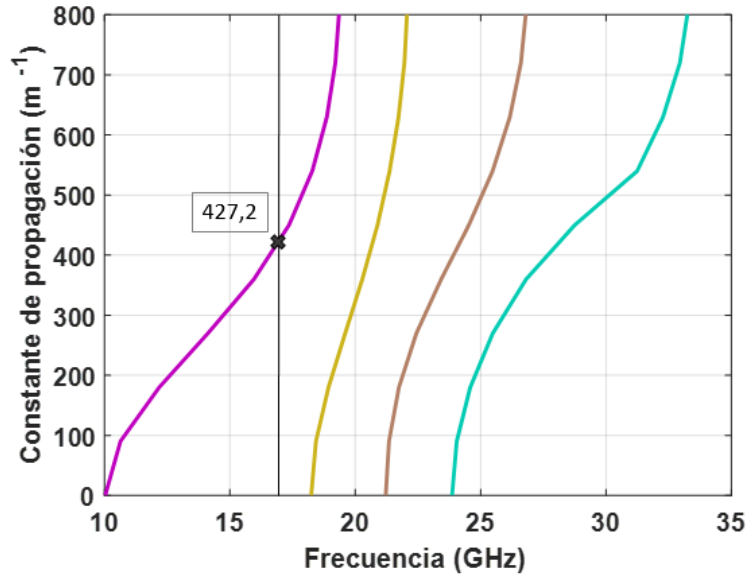


Figura 4. 9. Diagrama de dispersión del diseño con infinitas discontinuidades para los 4 primeros modos de propagación

Con este primer diseño, se llega a la conclusión de que la constante de propagación aumenta o disminuye según se realizan ciertas modificaciones en las dimensiones de la discontinuidad. En concreto, la constante de propagación aumenta cuando:

- Aumenta la altura de la discontinuidad
- Disminuye la longitud de la discontinuidad
- Aumenta la anchura de la discontinuidad

De la misma manera, pero, al contrario, habría que modificar las dimensiones para conseguir disminuir la constante de propagación de la guía.

Habiendo modificado las condiciones de la guía, se puede obtener la impedancia característica de la guía en peine con el valor de la constante de propagación, como se muestra en las ecuaciones 4. 11 y 4. 12.

$$Z_{peine} = \frac{\eta \cdot \omega_0}{\beta \cdot c} \quad 4. 11$$

$$Z_{peine} = \frac{120\pi \cdot 2\pi \cdot 17 \cdot 10^9}{427,2 \cdot 3 \cdot 10^8} = 314,2 \, \Omega \quad 4. 12$$

4.2 Diseño de guía en peine: versión 1

4.2.1 Diseño

El sentido de diseñar la celda unidad para que desfase 90° consiste en conseguir que entre las discontinuidades se cancelen las reflexiones y vaya mejorando la adaptación del diseño según se van añadiendo discontinuidades.

Esto se demuestra en la Figura 4. 10, en la que se puede observar cómo la adaptación va mejorando a medida que se va aumentando el número de discontinuidades en el diseño.

Además, conforme aumenta el número de discontinuidades, la frecuencia a la que se cancelan las reflexiones tiende a ser 17 GHz, es decir, la frecuencia de diseño. Esto es debido a que cuantas más discontinuidades hay, más parecido es el diseño al de condiciones infinitas con el que se ha diseñado la celda unidad con una discontinuidad.

Para simular los diseños de 1, 2, 4, 6 y 8 discontinuidades ha sido necesario renormalizar ambos puertos en CST a la impedancia característica de la guía que se obtiene dada la constante de propagación de la misma. De esta manera, los resultados tanto en adaptación como en fase son mucho más fiables en cuanto a que son más parecidos a los resultados que se obtendrían en realidad.

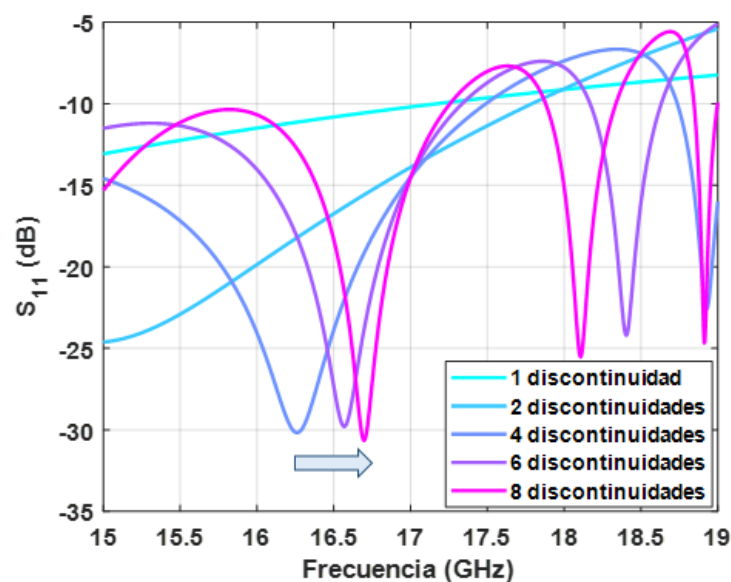


Figura 4. 10. Parámetro S_{11} del diseño de la celda unidad con un número distinto de discontinuidades

Se observa que según va aumentando el número de discontinuidades en la guía en peine, la adaptación va mejorando y la resonancia se acerca cada vez más a la frecuencia de trabajo.

Con el objetivo de comprobar que diseñando la celda unidad con un desfase de 90° se consigue cancelar reflexiones y, por lo tanto, mejorar la adaptación, se muestra (Figura 4. 11) el mismo estudio pero para un diseño que desfasa $67,4^\circ$ en vez de 90° .

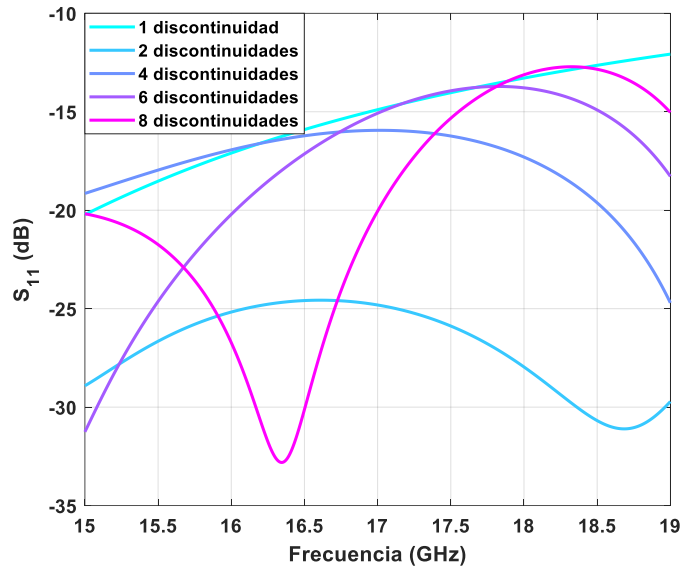


Figura 4. 11. Parámetro S_{11} de un diseño que desfasa $67,4^\circ$ con un número distinto de discontinuidades

Efectivamente, se comprueba que cuando la celda unidad no tiene un desfase de 90° , no se consigue mejorar la adaptación añadiendo discontinuidades, sino que la adaptación se va modificando sin seguir ningún patrón en concreto.

Además, se desea comprobar también si el diseño es correcto en cuanto a las fases esperadas de cada celda unidad. En concreto, para las pruebas realizadas, los resultados esperados son los que se indican en la Tabla 4. 3.

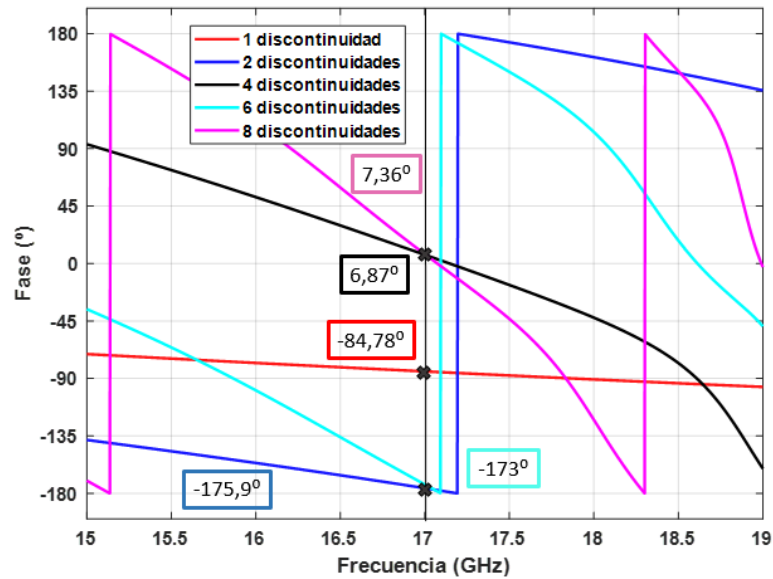


Figura 4. 12. Parámetro S_{21} del diseño de la celda unidad con un número distinto de discontinuidades

Tabla 4. 3. Parámetro S_{21} esperado y obtenido según el número de discontinuidades

Número de discontinuidades	Parámetro S_{21} esperado	Parámetro S_{21} obtenido
1	-90°	$-84,78^\circ$
2	-180°	$-175,9^\circ$
4	0°	$6,87^\circ$
6	-180°	-173°
8	0°	$7,36^\circ$

Comparando los resultados esperados y los resultados obtenidos, se observa que hay una diferencia muy pequeña entre unos y otros, en concreto, desde 4° hasta 7° . De esta manera, se comprueba que el diseño cumple con el objetivo de que cada celda unidad desfase 90° .

Con el objetivo de que la guía tenga el tamaño correspondiente a un número entero de longitudes de onda de la guía, se decide escoger como prototipo de la guía en peine el diseño de 8 tramos de celda unidad colocados de manera periódica (2 longitudes de onda). Por lo tanto, el desfase que se espera obtener de esta guía es 0° , como se indica en la Tabla 4. 3.

Hay que tener en cuenta que, tanto para el desfase de la guía como para su adaptación, existen ciertos elementos que provocan que ninguno de estos factores sean exactamente los esperados.

El principal motivo de no obtener los resultados esperados es que cuando se diseña la celda unidad se establece la condición de periodicidad infinita, sin embargo, al diseñar la guía con un cierto número de discontinuidades, la constante de propagación no es tan exacta como la diseñada para la celda unidad. Además, también influye la interacción entre elementos, ya que las reflexiones de cada uno se van sumando, aunque se intente cancelar con el desfase de 90° de cada celda unidad, y esto es motivo de que los resultados finales no sean exactamente los esperados de manera teórica.

La versión 1 de la guía en peine de 8 discontinuidades, es decir, 8 tramos de celda unidad, se puede observar en la Figura 4. 13.

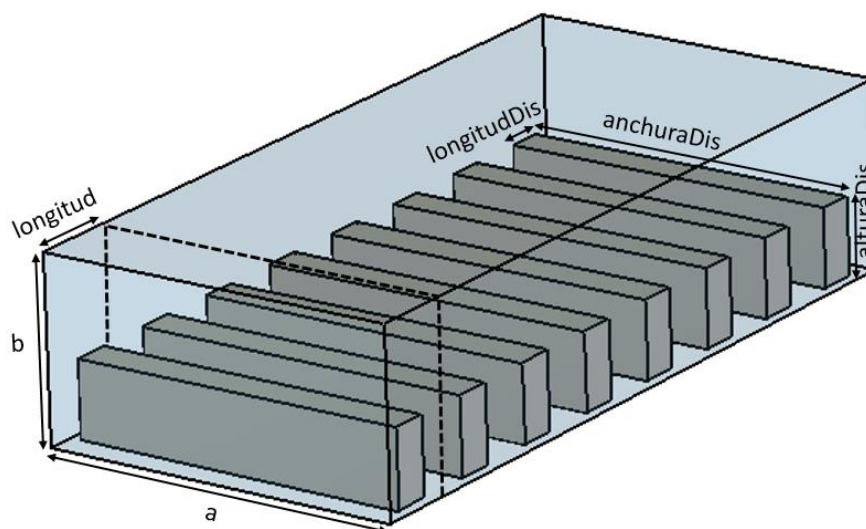


Figura 4. 13. Diseño guía en peine con 8 discontinuidades

Las dimensiones de este diseño son las indicadas en la Figura 4. 13.

A continuación, en la Figura 4. 14, se muestra la guía en peine con 8 discontinuidades indicando su equivalente circuital. Cabe destacar que en los puntos a) y b) existe una desadaptación de impedancias que hay que subsanar. Esta desadaptación existe ya que $Z_{guía_puerto}$ es la impedancia vista por CST de la guía en peine. Hay que tener en cuenta que el cálculo que realiza CST para obtener dicha impedancia vista consiste en asignar una impedancia a los puertos, basándose únicamente en la sección transversal que ve el puerto. Todo lo que hay después del puerto, CST no lo tiene en cuenta para calcular la impedancia de este, por lo tanto, $Z_{guía_puerto}$ es la impedancia del modo TE_{10} de una guía rectangular vacía.

Es de esperar que el parámetro S_{11} sea malo ya que no hay adaptación de impedancias.

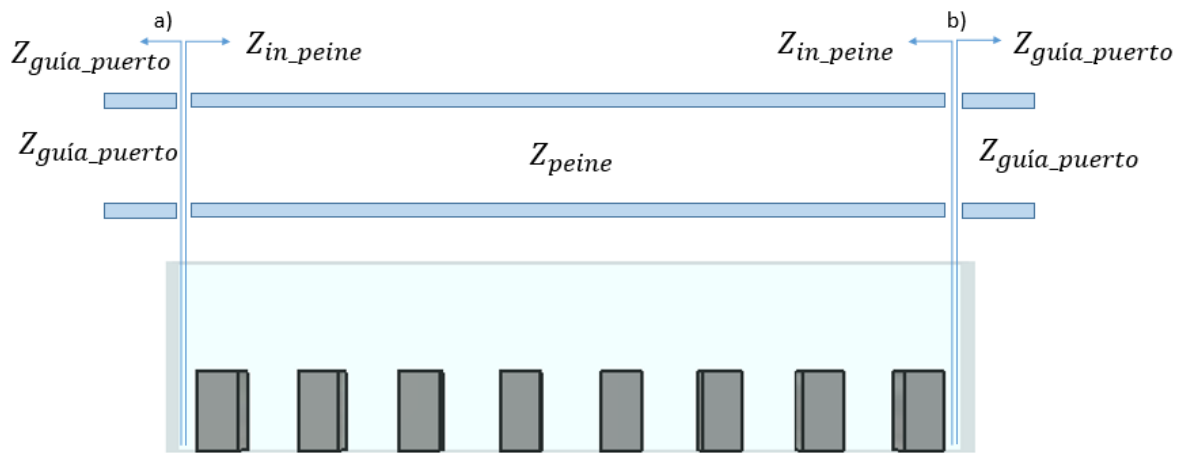


Figura 4. 14. Guía en peine de 8 discontinuidades con equivalente circuital

Ambos resultados, tanto la adaptación como la fase conseguida con este diseño de 8 discontinuidades se muestran en la Figura 4. 15.

A pesar de la desadaptación que hay en la estructura, cuando no hay reflexiones en la guía en peine, ya que estas se cancelan, aparecen las resonancias que se observan en la Figura 4. 15 a).

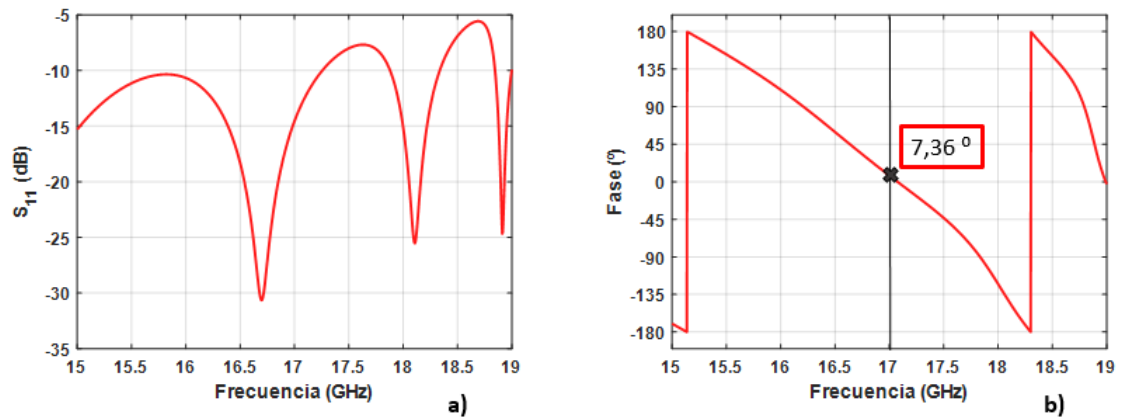


Figura 4. 15. Parámetros del diseño de la guía en peine con 8 discontinuidades a) Parámetro S_{11} en dB b) Parámetro S_{21} en fase

El desfase que se espera obtener de esta guía es de 0° (Tabla 4. 3), sin embargo, como se observa en la Figura 4. 15, el valor dista 7 grados del que se desea obtener. Que no sea exactamente 0° es un error totalmente esperable ya que es debido a los posibles elementos ya mencionados, como que interactúen las discontinuidades entre sí.

4.2.2 Comparativa guía en peine y guía rectangular convencional

Es importante destacar la comparativa entre una guía vacía con unas dimensiones de $2\lambda_g$ y una guía en peine con unas dimensiones también de $2\lambda_g$ (Figura 4. 16). Hay que tener en cuenta que, con la guía vacía, el tamaño de $2\lambda_g$ es bastante mayor que con la guía en peine, como se ha explicado al comienzo del apartado 4.1.

En concreto, $2\lambda_g$ en una guía vacía equivale a 45,45 mm y en la guía con discontinuidades equivale a 29,4 mm.

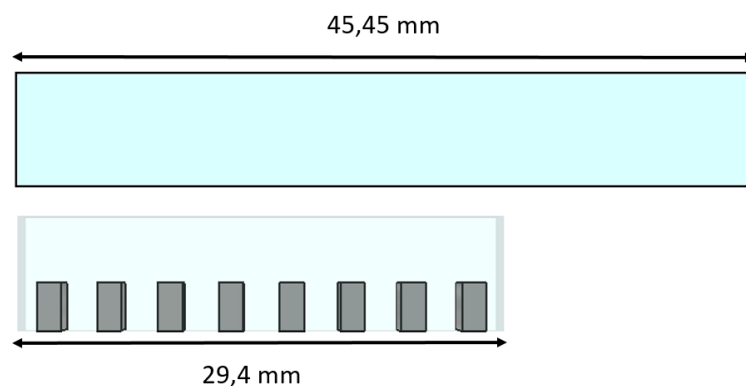


Figura 4. 16. Dimensiones de una guía vacía y una guía en peine de $2\lambda_g$

A continuación, en la Figura 4. 17, se puede apreciar que se obtiene un desfase muy parecido con un tamaño de guía bastante más pequeño, gracias a modificar las condiciones de la guía, consiguiendo una determinada constante de propagación.

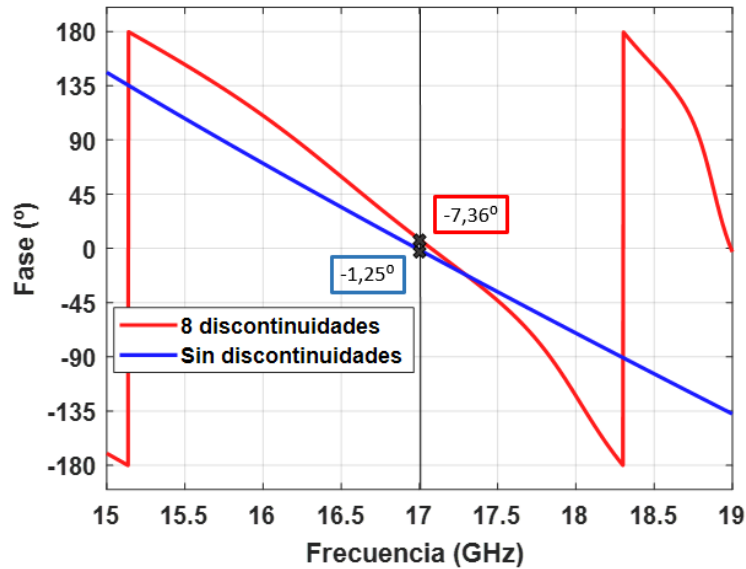


Figura 4. 17. Comparativa del parámetro S_{21} entre una guía en peine con 8 discontinuidades y una guía sin discontinuidades

Conseguir las mismas prestaciones de la guía, habiendo reducido considerablemente el tamaño de esta, implica una gran ventaja a la hora de la fabricación, además de conseguir mitigar los grating lobes.

4.2.3 Transición de guía en peine a guía estándar WR-51

Para posibilitar la medida experimental de las prestaciones de la guía, es necesario diseñar transformadores de impedancia para adaptar la guía en peine a una entrada en guía estándar. Además, se estudia qué número de transformadores de impedancias se necesitan para lograr un suficiente ancho de banda en adaptación.

Para poder diseñar estos transformadores es necesario conocer el punto de partida en el que se encuentra la guía, es decir, el diseño únicamente de la guía en peine y la guía estándar WR-51 (anchura = 12,954 mm, altura = 6,477 mm)

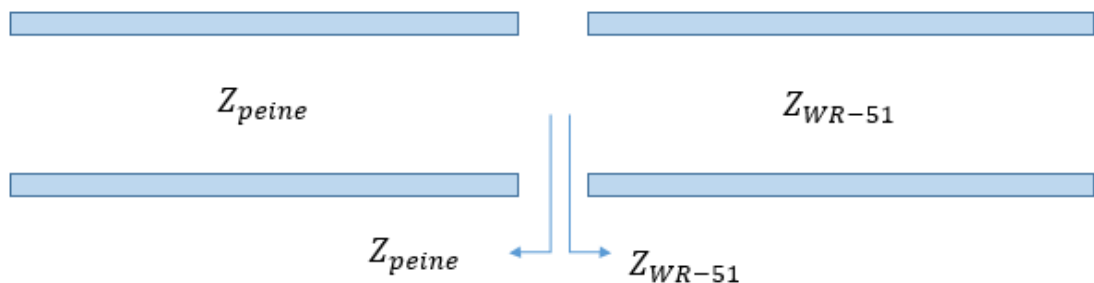


Figura 4. 18. Esquema del diseño de la guía en peine con 8 discontinuidades y la WR-51

Siendo Z_{peine} la impedancia característica del modo fundamental de la guía en peine a una determinada frecuencia, dada una cierta constante de propagación.

Para poder medir la guía posteriormente, se coloca un tramo de guía WR-51 en las entradas de la guía en peine. Al colocar estos tramos de WR-51 se necesita que haya adaptación de impedancias, o lo que es lo mismo, que se cumpla la expresión mostrada en la ecuación 4. 13.

$$Z_{peine} = Z_{WR-51}^* = Z_{WR-51} \text{ (ya que es real, no hay componente compleja)} \quad 4. 13$$

Para conseguir que se cumpla esta expresión es necesario diseñar una red de adaptación de impedancias.

Las expresiones que se utilizan para obtener las impedancias que se observan en la Figura 4. 18, son las que se indican a continuación.

$$Z_{peine} = \frac{\eta \cdot \omega_0}{\beta \cdot c} \quad 4. 14$$

$$Z_{WR-51} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{cWR-51}}{\omega_0}\right)^2}} \quad 4. 15$$

Siendo η la impedancia intrínseca del aire (120π).

$$Z_{peine} = 314,2 \, \Omega$$

$$Z_{WR-51} = 514,93 \, \Omega$$

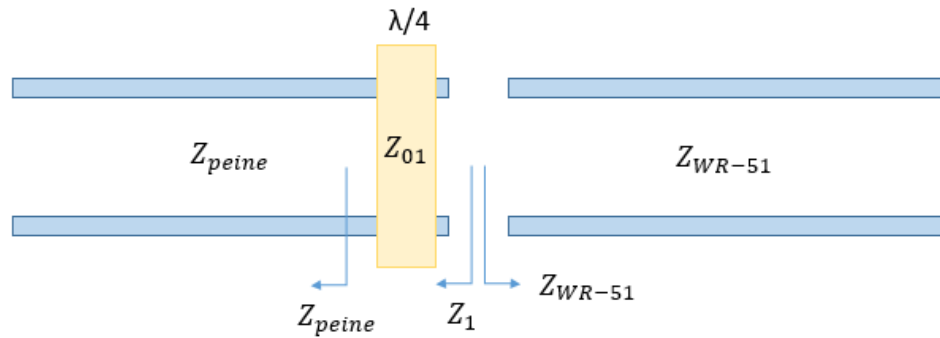


Figura 4. 19. Esquema del diseño de la guía en peine con un transformador y la WR-51

Para que haya adaptación de impedancias $Z_1 = Z_{WR-51}$. Para conseguir que se cumpla esta expresión, se define Z_{01} como

$$Z_{01} = \sqrt{Z_{peine} \cdot Z_{WR-51}} = \sqrt{314,2 \cdot 514,93} = 402,23 \, \Omega \quad 4. 16$$

Dada la impedancia característica del transformador (Z_{01}) se puede obtener la constante de propagación que se desea obtener del tramo de guía del transformador.

$$\beta = \frac{\eta \cdot \omega_0}{Z_{01} \cdot c} = \frac{120\pi \cdot 2\pi \cdot 17 \cdot 10^9}{402,23 \cdot 3 \cdot 10^8} = 333,7 \text{ m}^{-1} \quad 4.17$$

Conociendo la constante de propagación deseada y sabiendo que se quiere diseñar un transformador $\lambda/4$, es decir, con desfase de 90° , se puede obtener la longitud del tramo transformador.

$$\text{longitud} = \frac{\text{Desfase}}{\beta} = \frac{\frac{\pi}{2}}{343,7} = 4,71 \text{ mm} \quad 4.18$$

Con todos estos datos, se diseña este primer transformador, utilizando el Eigenmode Solver de CST. Se decide seguir en la misma línea que con la guía en peine y también se diseña el primer tramo de transformador con una discontinuidad en su interior.

Queriendo comprobar el efecto del transformador diseñado, se añade, por ambos extremos en la guía con 8 discontinuidades y se observa la comparativa de la adaptación que resulta en ambos casos, para corroborar que el transformador está produciendo un efecto positivo en la adaptación de la guía.

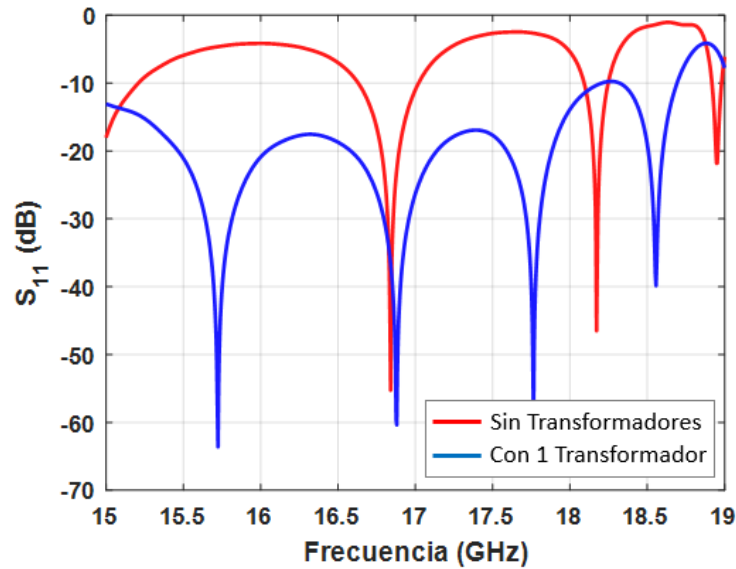


Figura 4. 20. Comparativa del parámetro S_{11} para la guía en peine sin transformadores y con 1 transformador

Observando que el resultado es favorable, como se esperaba, se continúa añadiendo un transformador más, en este caso también con discontinuidad en su interior.

El proceso que se sigue para su diseño es exactamente igual que el descrito para 1 transformador, sin embargo, en este caso hay que diseñar dos transformadores en lugar de uno. A continuación, se muestra el esquema de este diseño, así como los valores obtenidos en el proceso.

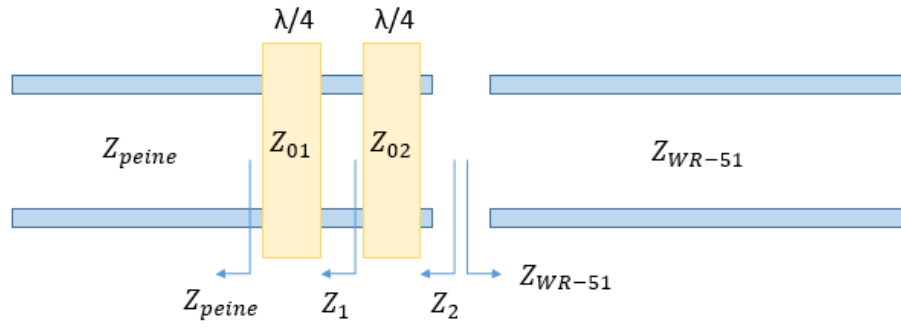


Figura 4. 21. Esquema del diseño de la guía en peine con dos transformadores y la WR-51

$$Z_{peine} = 314,2 \, \Omega$$

$$Z_1 = 400 \, \Omega \text{ (valor fijado)}$$

$$Z_{WR-51} = 514,93 \, \Omega$$

Para conseguir que $Z_2 = Z_{WR-51}$, se tiene que cumplir que $Z_{01} = \sqrt{Z_{peine} \cdot Z_1}$ y que $Z_{02} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_{WR-51}}$. Con estas expresiones se obtienen los valores mostrados a continuación.

$$Z_{01} = 354,5 \, \Omega \rightarrow \beta_1 = 378,6 \, m^{-1} \rightarrow longitud1 = \frac{Desfase}{\beta_1} = 4,15 \, mm$$

$$Z_{02} = 453,84 \, \Omega \rightarrow \beta_2 = 295,76 \, m^{-1} \rightarrow longitud2 = \frac{Desfase}{\beta_2} = 5,31 \, mm$$

A continuación, se vuelve a observar la comparativa de adaptaciones entre el diseño de la guía sin transformadores, el diseño con un transformador y el diseño con dos transformadores.

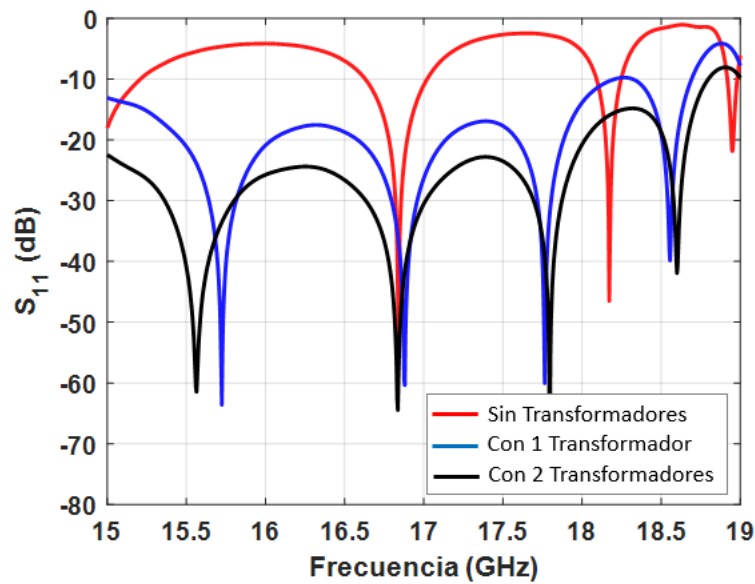


Figura 4. 22. Comparativa del parámetro S_{11} para la guía en peine con sin transformadores, con 1 transformador y con 2 transformadores

La adaptación con dos transformadores vuelve a mejorar con respecto a la de un transformador, por lo que se decide añadir un tercer transformador a este último diseño, sin embargo, esta vez, el transformador que se añade no contiene una discontinuidad en su interior, sino que está vacío. Esto es debido a que la impedancia necesaria de este último transformador se puede conseguir fácilmente con un tramo de guía rectangular convencional y no tiene sentido recurrir a las discontinuidades.

En este caso, la impedancia del modo TE₁₀ del último transformador y la constante de propagación se consiguen únicamente regulando la anchura del transformador (ecuación 4. 19)

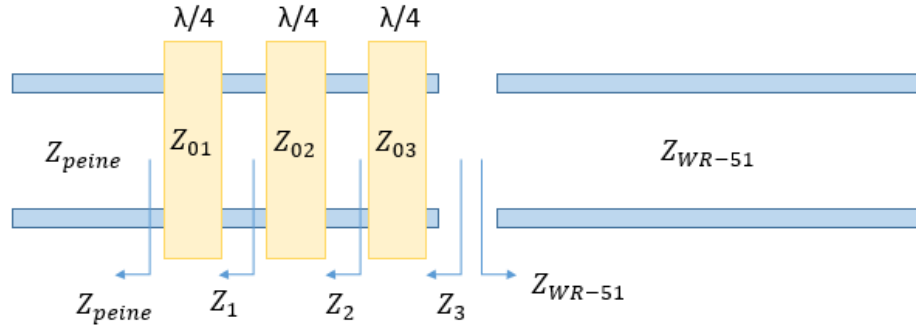


Figura 4. 23. Esquema del diseño de la guía en peine con tres transformadores y la WR-51

Partiendo de los valores obtenidos en el diseño de la guía con dos transformadores, se deduce que la impedancia vista (Z_3) indicada en la Figura 4. 23, debe ser lo igual a Z_{WR-51} para conseguir adaptación de impedancias. Por lo tanto, partiendo de los valores obtenidos en el diseño de la guía con dos transformadores y sabiendo que se desea que $Z_3 = Z_{WR-51}$, se obtiene la impedancia característica del tercer transformador (Z_{03}).

$$Z_2 = 485 \, \Omega \text{ (valor fijado)}$$

$$Z_{03} = \sqrt{Z_2 \cdot Z_{WR-51}} = 500 \, \Omega$$

Teniendo esta impedancia característica, es posible obtener tanto la anchura del tramo transformador como la longitud.

$$Z_{03} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{c_guía}}{\omega_0}\right)^2}} \quad \rightarrow \quad a = \frac{\pi \cdot c}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\eta}{Z_{03}}\right)^2}} \quad 4. 19$$

$$fc = \left(\frac{c}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{n^2}{a} + \frac{m^2}{b}} = \frac{c}{2a}$$

Siendo a la anchura del tramo del tercer transformador.

Además, también es posible obtener la longitud necesaria para que dicho transformador tenga un desfase de 90°, como se indica en la ecuación 4. 20.

$$\beta_3 = \frac{\eta \cdot \omega_c}{Z_{03} \cdot c} \rightarrow longitud = \frac{Desfase}{\beta_3} \quad 4.20$$

Cabe destacar que ambos valores obtenidos son únicamente un punto de partida, ya que el objetivo principal es conseguir la mejor adaptación posible y, si es necesario modificar alguna de estas dimensiones para conseguirlo, se modificará.

Por lo tanto, como se puede observar en la Figura 4. 24, la adaptación vuelve a mejorar con respecto al último diseño de dos transformadores. Si bien es cierto que a partir de 17,7 GHz es más complicado conseguir una adaptación por debajo de los -20 dB, en frecuencias inferiores a los 17,7 GHz se consigue una adaptación por debajo de -30 dB en prácticamente toda la banda (15 GHz – 17,7 GHz).

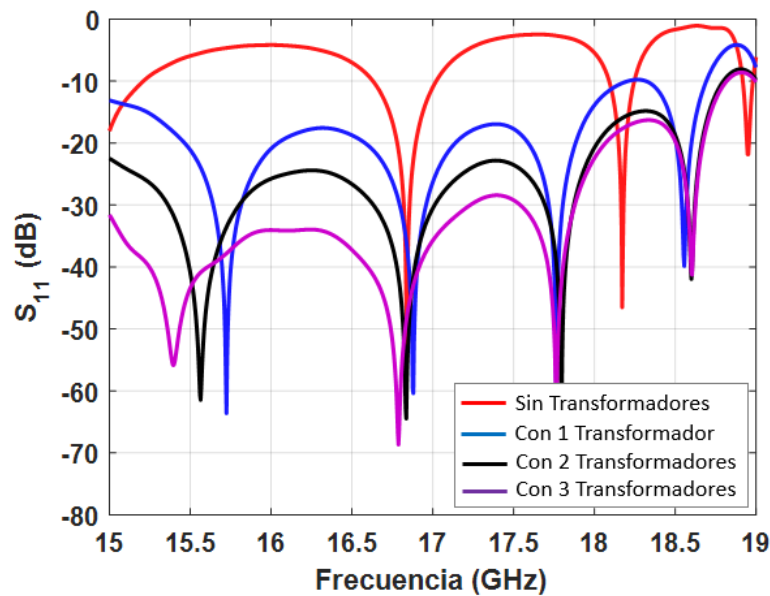


Figura 4. 24. Comparativa del parámetro S_{11} para la guía en peine sin transformadores, con 1 transformador, con 2 transformadores y con 3 transformadores

4.3 Diseño de guía en peine: versión 2

4.3.1 Diseño

Es evidente cómo la banda de adaptación está desplazada en frecuencia, por lo tanto, con el objetivo de aumentar la banda en la que la adaptación está por debajo de -30 dB, se ha disminuido la altura de las discontinuidades de la guía en peine, ya que cabe pensar que cuanto más altas sean mayor será el obstáculo existente a la propagación de la onda dentro de la guía en peine y, por lo tanto, peor será la adaptación (Figura 4. 6).

Al realizar este cambio para mejorar la adaptación, no hay que olvidar que la constante de propagación de la guía no debe variar, ya que es la diseñada para que cada celda unidad desfase 90°. Por lo tanto, si se modifica una dimensión, en este caso la altura, hay que modificar otra dimensión para contrarrestar el efecto y conseguir mantener el valor de la constante de propagación establecida. En este caso, la otra dimensión que se modifica es la

longitud de la celda unidad, siempre teniendo en cuenta la restricción inicial ($4 \cdot \text{longitud} < \lambda_0 = 17,65 \text{ mm}$)

Por otra parte, también hay que considerar que, al modificar las dimensiones de la guía, también cambia su impedancia característica. Esto provoca que sea necesario modificar los transformadores.

Además, se propone añadir un cuarto transformador, con el objetivo de conseguir una adaptación de -40 dB en la banda de frecuencias de 16 GHz a 18 GHz.

Se continúa con la misma estrategia de introducir una discontinuidad en cada transformador, excepto en el último, que se diseña vacío. Además, al haber modificado las dimensiones de las discontinuidades de la guía en peine y haber alterado el valor de la impedancia característica de esta, cabe destacar que cada transformador se diseñará desde cero con el objetivo de que las variaciones de impedancia sean lo menos bruscas posible.

Al diseñar la guía en peine partiendo desde el punto inicial, se obtiene un nuevo valor de la constante de propagación, que se consigue gracias al Eigenmode Solver (Figura 4. 25)

$$\beta = \frac{\text{Desfase}}{\text{longitud}} = \frac{\frac{\pi}{2}}{3,8 \cdot 10^{-3}} = 413,37 \text{ m}^{-1}$$

$$Z_{\text{peine}} = \frac{\eta \cdot \omega_0}{\beta \cdot c} = 324,7 \Omega$$

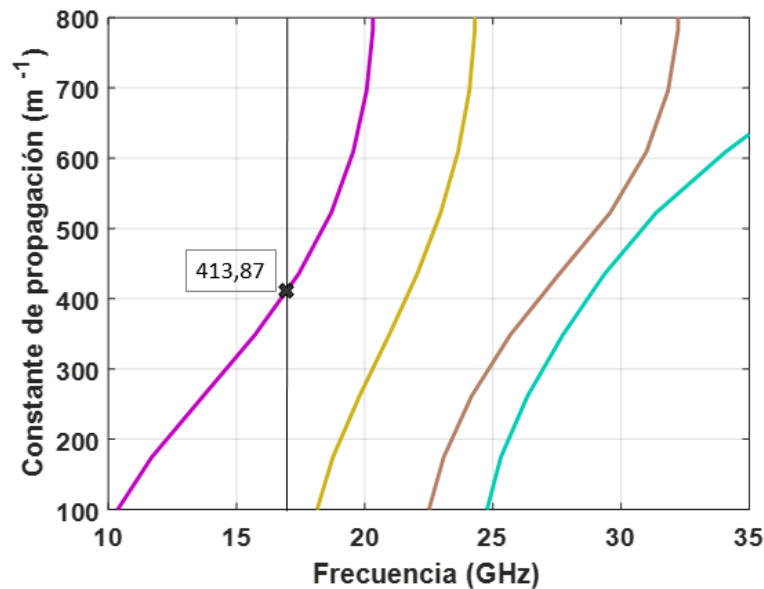


Figura 4. 25. Diagrama de dispersión del diseño con infinitas discontinuidades para los 4 primeros modos de propagación

El esquema de la guía con los 4 transformadores se muestra en la Figura 4. 26, así como también se muestran a continuación los valores que se indican en esta.

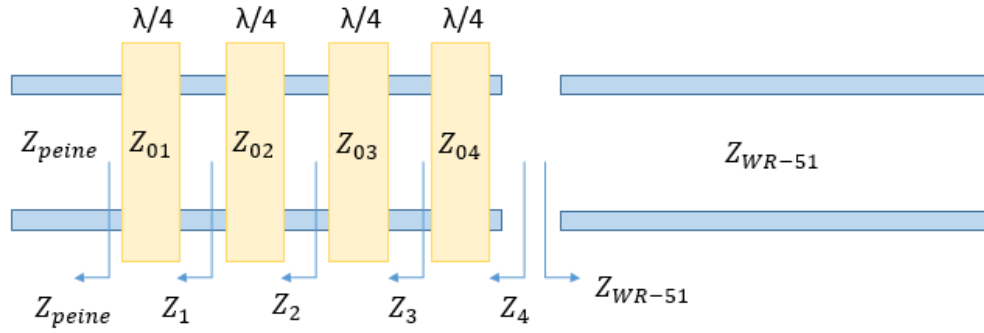


Figura 4. 26. Esquema del diseño de la guía en peine con cuatro transformadores y la WR-51

$$Z_{peine} = 324,7 \, \Omega$$

$$Z_1 = 360 \, \Omega \text{ (valor fijado)}$$

$$Z_2 = 412 \, \Omega \text{ (valor fijado)}$$

$$Z_3 = 463 \, \Omega \text{ (valor fijado)}$$

$$Z_{WR-51} = 514,93 \, \Omega$$

$$Z_{01} = 341,9 \, \Omega \rightarrow \beta_1 = 392,6 \, m^{-1} \rightarrow longitud1 = \frac{Desfase}{\beta_1} = 4 \, mm$$

$$Z_{02} = 385,12 \, \Omega \rightarrow \beta_2 = 348,53 \, m^{-1} \rightarrow longitud2 = \frac{Desfase}{\beta_2} = 4,51 \, mm$$

$$Z_{03} = 436,76 \, \Omega \rightarrow \beta_3 = 307,32 \, m^{-1} \rightarrow longitud3 = \frac{Desfase}{\beta_3} = 5,11 \, mm$$

$$Z_{04} = 488,27 \, \Omega \rightarrow \beta_4 = 274,9 \, m^{-1} \rightarrow longitud4 = \frac{Desfase}{\beta_4} = 5,71 \, mm$$

A continuación, se muestra el diseño final de la guía en peine sobre la que se empezarán a diseñar los elementos radiantes.

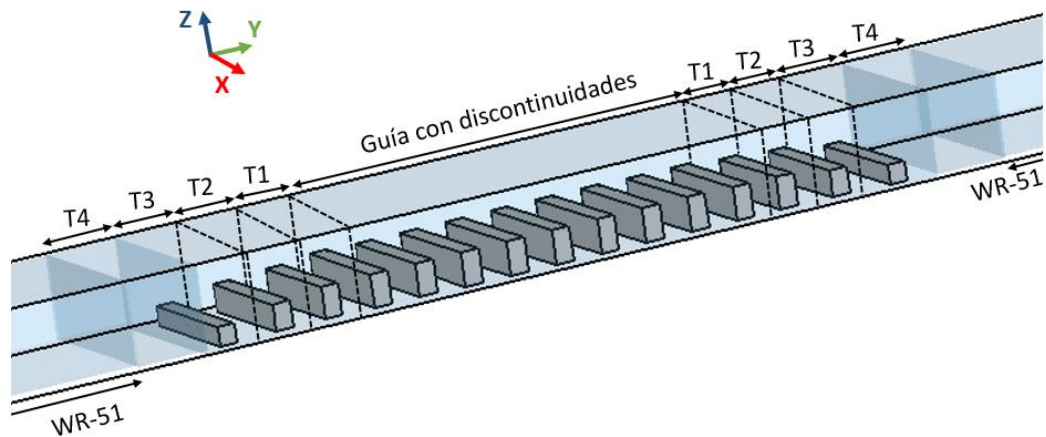


Figura 4. 27. Versión 2 de la guía en peine

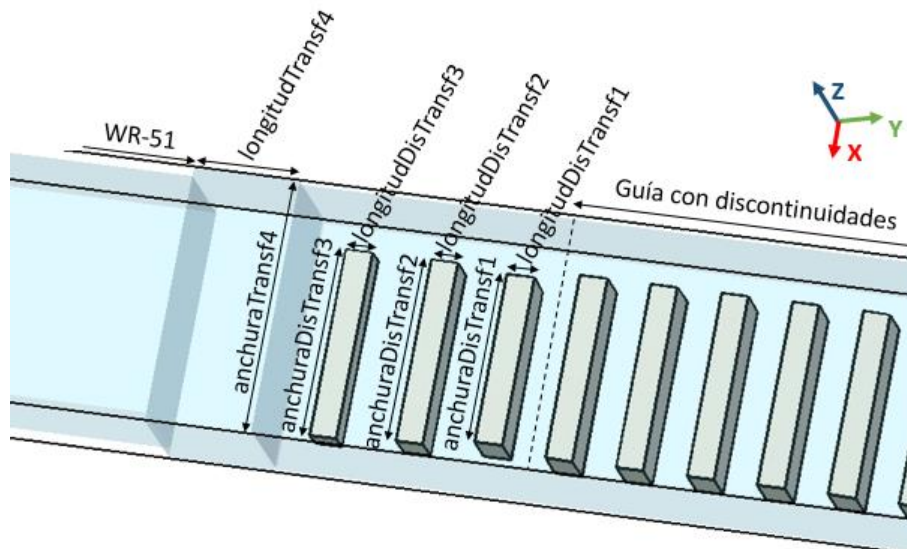


Figura 4. 28. Dimensiones de la versión 2 de la guía en peine (anchura y longitud)

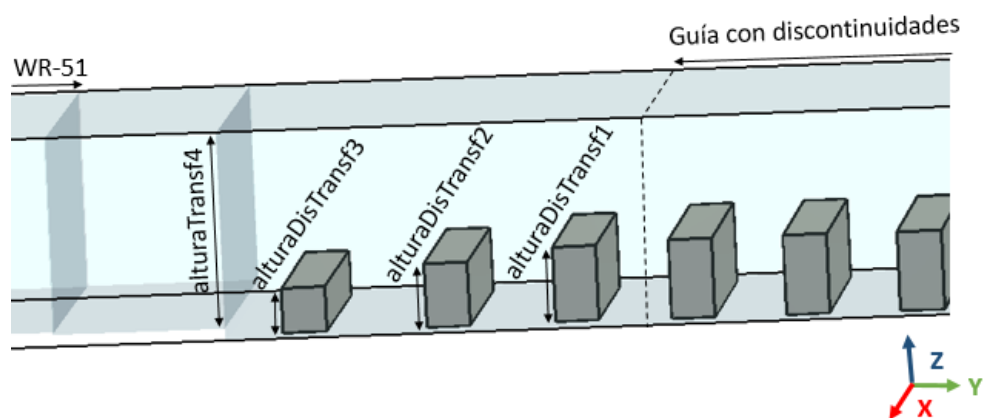


Figura 4. 29. Dimensiones de la versión 2 de la guía en peine (altura)

Tabla 4. 4. Dimensiones de la versión 2 de la guía en peine

Nombre dimensión	Valor dimensión
a	13,51 mm
b	6,91 mm
longitud	3,8 mm
anchuraDis	10 mm
alturaDis	2,62 mm
longitudDis	1,45 mm
longitudTransf1	4 mm
anchuraDisTransf1	9,2 mm
alturaDisTransf1	2,47 mm
longitudDisTransf1	1,45 mm
longitudTransf2	4,51 mm
anchuraDisTransf2	9,9 mm

alturaDisTransf2	2,1 mm
longitudDisTransf2	1,45 mm
longitudTransf3	5,01 mm
anchuraDisTransf3	10,2 mm
alturaDisTransf3	1,48 mm
longitudDisTransf3	1,45 mm
longitudTransf4	5,71 mm
anchuraDisTransf4	13,88 mm
alturaDisTransf4	6,5 mm

En la Figura 4. 30, se observa cómo ha aumentado la banda en la que la adaptación permanece por debajo de -30 dB, en concreto, desde 15 GHz hasta 18,3 GHz. Siendo también destacable que en la banda que abarca desde los 16 hasta los 18 GHz, la adaptación se encuentra por debajo de -40 dB.

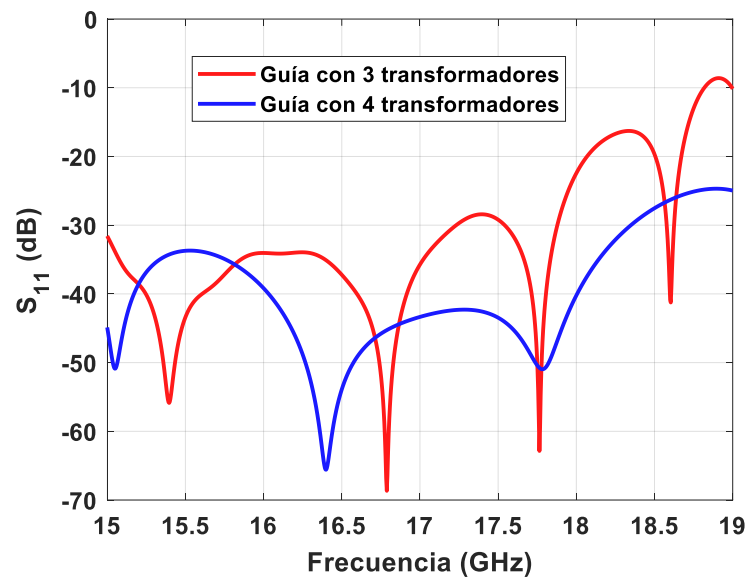


Figura 4. 30. Comparativa del parámetro S_{11} para la guía en peine con 3 transformadores y con 4 transformadores

Considerando este diseño como el definitivo de la guía en peine sin elementos radiantes, hay que comprobar que, para una guía con un número mayor de discontinuidades, los resultados son parecidos.

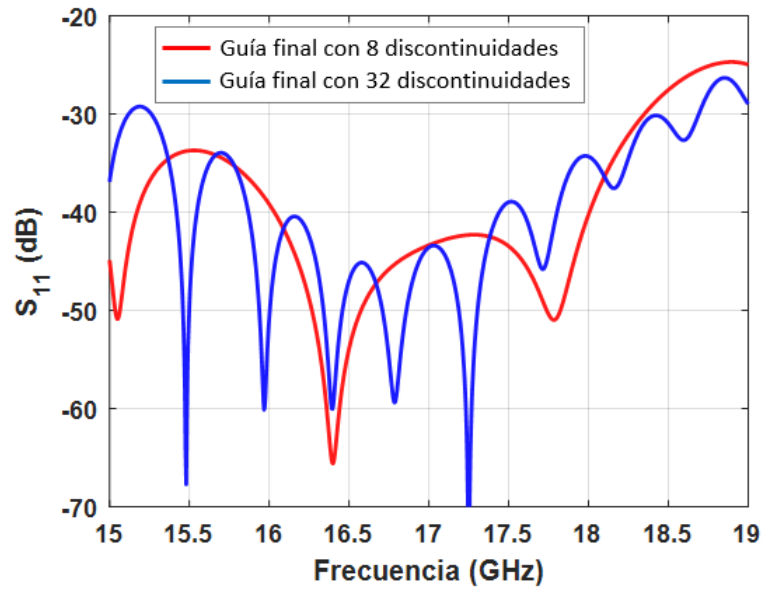


Figura 4. 31. Adaptación de la guía en peine con 8 y con 32 discontinuidades

Se puede observar que, al aumentar el número de discontinuidades, la adaptación no empeora. De esta manera se comprueba que no se están sumando las reflexiones provocadas por cada discontinuidad y que, por lo tanto, está funcionando la estrategia de colocar las discontinuidades a 90° para cancelar reflexiones.

4.3.2 Fabricación y medida

En este apartado se explica el proceso de fabricación de la guía en peine diseñada, así como su posterior medida, comparándola con los resultados simulados.

En la Figura 4. 32 se muestra la guía en peine fabricada. Como se puede observar, el diseño se ha fabricado en impresión 3D, metalizando la superficie posteriormente con plata.

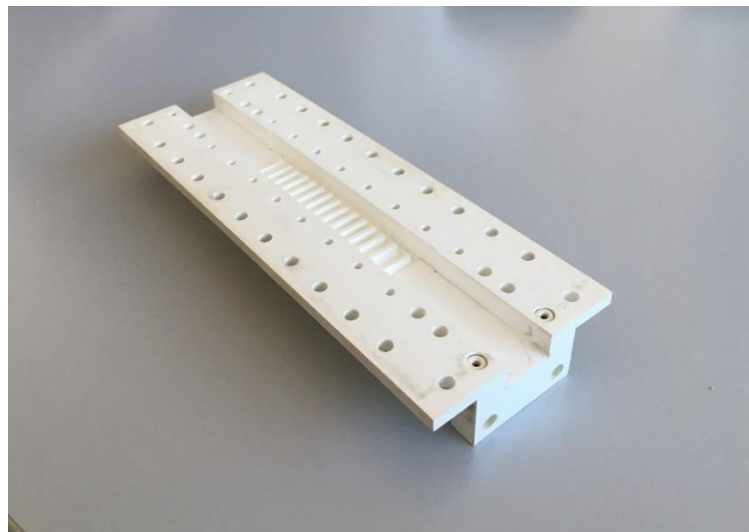


Figura 4. 32. Fabricación en 3D de la guía en peine

A continuación, en la Figura 4. 33, se muestra el sustrato FR4 de 0,5 mm, que se coloca en la superficie superior de la guía en peine.

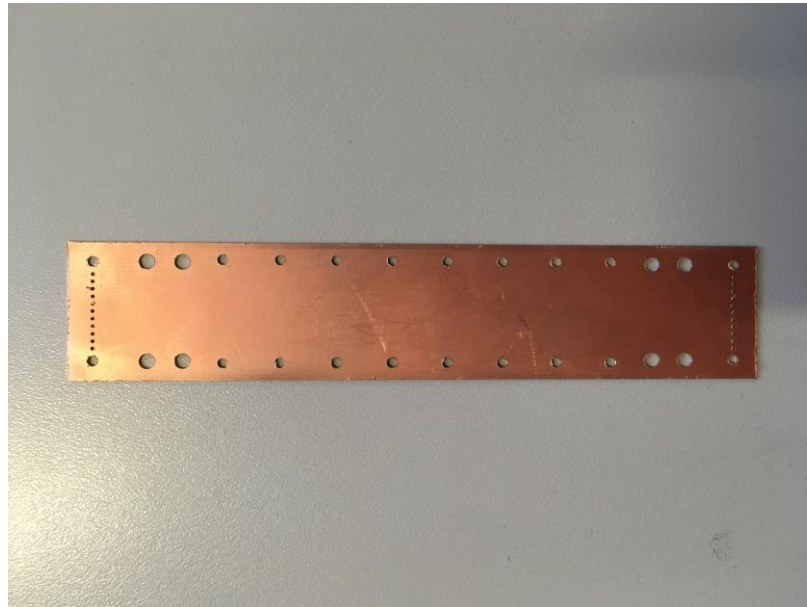


Figura 4. 33. Sustrato FR4

Por último, se muestra estructura final, formada por la guía en peine, el sustrato de cobre y los flanges necesarios para realizar la medida de la guía.

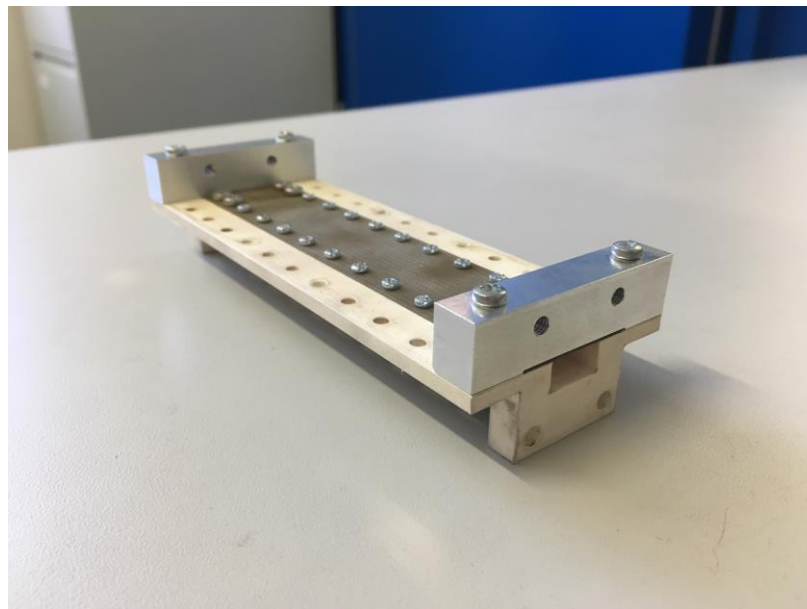


Figura 4. 34. Estructura completa para medir la guía en peine

A continuación, se analizan los parámetros S_{11} y S_{21} al medir la guía. Estos resultados se van a mostrar comparándolos con los obtenidos en las simulaciones.

Cabe esperar que los resultados no sean exactamente iguales debido a que en la simulación no se tienen en cuenta varios aspectos que sí afectan en la medida, como se va a explicar a continuación.

En la Figura 4. 35 se muestra el parámetro S_{11} tanto medido como simulado, así como en la Figura 4. 36 se muestra el S_{21} .

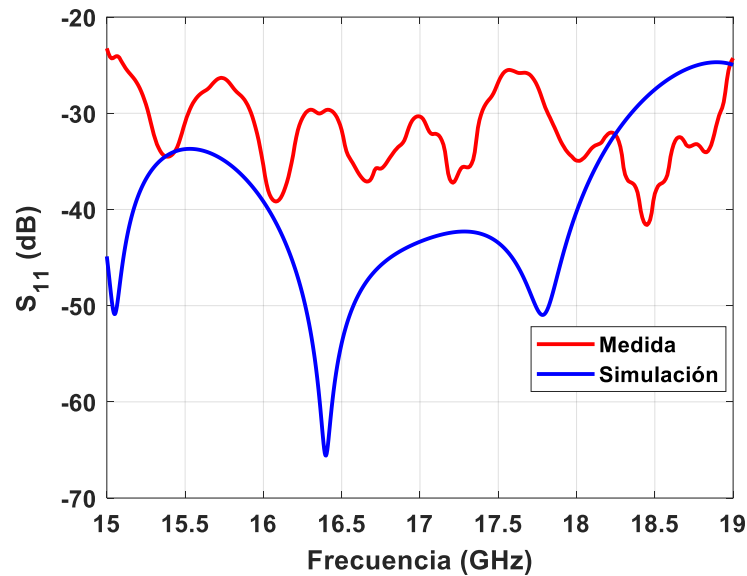


Figura 4. 35. Parámetro S_{11} de la medida y de la simulación de la versión 2 de la guía en peine

Que al medir la adaptación de la guía en peine no se obtengan exactamente los resultados simulados se puede deber a pequeños errores de fabricación que provoquen que las dimensiones del diseño de la guía en peine varíen ligeramente. Estas variaciones afectan a las impedancias de las guías y, por lo tanto, a la adaptación del conjunto.

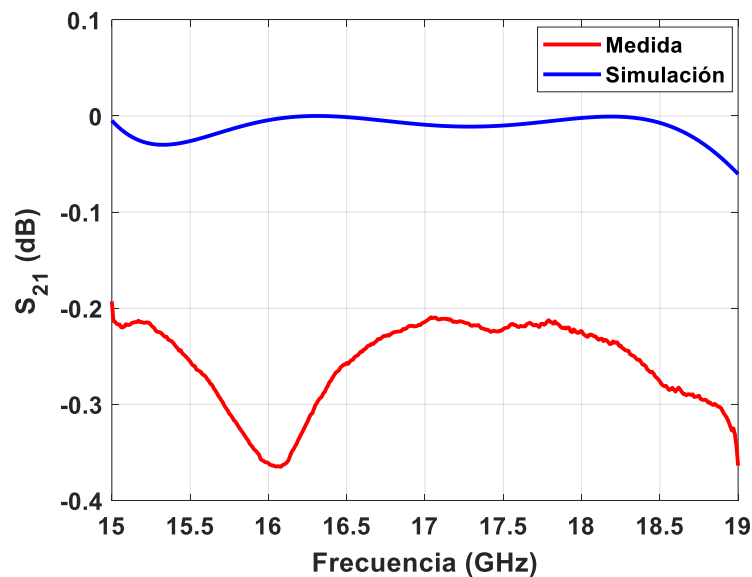


Figura 4. 36. Parámetro S_{21} de la medida y de la simulación de la versión 2 de la guía en peine

Que las pérdidas medidas sean más grandes que las simuladas se puede explicar por varios motivos. El primero es que en las simulaciones se han usado metales conductores

perfectos, mientras que la plata usada en la fabricación tiene una conductividad finita, por lo tanto, introduce algunas pérdidas.

Por otra parte, también pueden existir algunas pérdidas por pequeños escapes de señal entre la guía y la tapadera de FR4, o entre los flanges de la guía y los de la medida.

4.3.3 Diseño preliminar de array de 8 ranuras transversales

La antena que se va a diseñar consiste en un pequeño array de ranuras alimentado por onda progresiva en una guía en peine.

Habiendo conseguido la estructura principal de la antena, es posible diseñar el elemento radiante que se va a utilizar en este trabajo. El diseño del elemento radiante determina la adaptación de la antena completa, así como cuánta potencia es radiada y cuánta es desaprovechada por el puerto de salida de la antena.

La principal ventaja de utilizar ranuras como elemento radiante consiste en que se pueden diseñar directamente en la estructura principal, sin necesidad de separar la parte del elemento radiante y la parte de la alimentación, ya que la antena se alimenta con la misma estructura sobre la que se diseñan los elementos radiantes.

Existen distintas maneras de colocar las ranuras en la estructura diseñada, sin embargo, hay que tener en cuenta que este tipo de elementos radiantes acoplan más cuanto más perpendiculares se coloquen a la dirección de la corriente que circula por el punto donde se va a colocar la ranura (apartado 2.2.1).

Por este motivo, en este trabajo se ha decidido comenzar el diseño del elemento unitario colocando las ranuras completamente ortogonales a la dirección de las corrientes que circulan por las paredes metálicas. Esto se ha decidido así ya que se pretende conseguir acoplar el máximo posible en cada elemento radiante, además de obtener una buena adaptación y una estructura no muy grande. Los motivos principales a la hora de comenzar con este diseño y con esta colocación de las ranuras se mencionan a continuación.

- Cuanta más potencia acople cada ranura (colocación ortogonal), menos elementos radiantes serán necesarios incluir en la estructura para conseguir radiar toda la potencia establecida y, por lo tanto, más pequeña será la antena final. Llegados a este punto, es interesante recordar que se va a diseñar un array alimentado por onda progresiva.
- Para conseguir acoplar más potencia se podría aumentar el tamaño de la ranura, sin embargo, esta solución provoca un empeoramiento en la adaptación de la antena. Por lo tanto, hay que encontrar el equilibrio entre una buena adaptación y un bajo desaprovechamiento de potencia.

4.3.3.1 Elemento unitario

En una guía en peine como la diseñada, es necesario estudiar la colocación óptima de la ranura en la guía, es decir, su situación en la guía con respecto a las discontinuidades del interior. Además, se estudia el comportamiento de la adaptación, de la fase y del acoplo de este.

Con el objetivo de averiguar la manera más eficaz de diseñar del elemento unitario, se analiza cómo afecta colocar la ranura encima de una discontinuidad o entre medias de una discontinuidad.

Cabe destacar que este estudio se realiza analizando los resultados para cada longitud de ranura, sin embargo, es importante aclarar que estos valores se estudian únicamente para la frecuencia de trabajo, es decir, para 17 GHz.

Las distintas pruebas realizadas se simulan en el dominio de la frecuencia e incluyendo los transformadores en el diseño (diseñados en el apartado 4.2.3).

En la Figura 4. 37 se muestra el diseño del elemento unitario con la ranura colocada entre discontinuidades y encima de una discontinuidad, aspecto que más adelante se estudiará para saber qué opción es mejor.

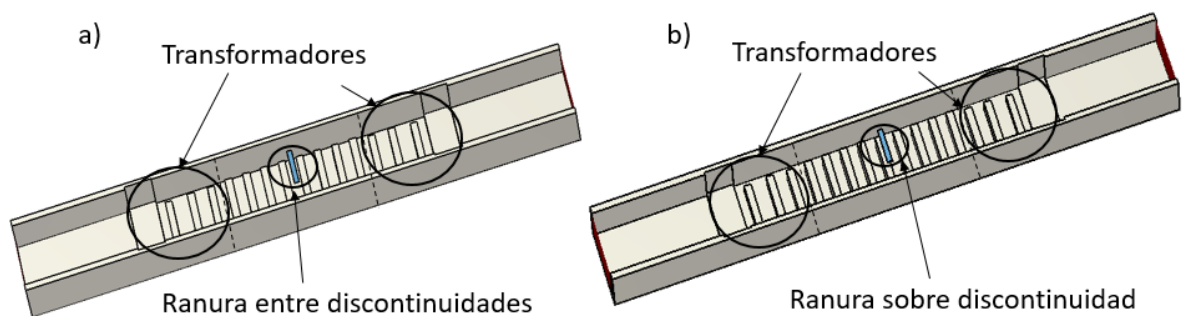


Figura 4. 37. Diseño del elemento unitario de la guía en peine con la ranura transversal
a) entre discontinuidades b) sobre una discontinuidad

Para colocar la ranura encima de una discontinuidad se realiza el diseño con 9 discontinuidades, con el objetivo de obtener una estructura simétrica. Por el mismo motivo, al colocar la ranura entre medias de dos discontinuidades, el diseño está formado por 8 discontinuidades.

Se realiza una comparativa de ambas situaciones (Figura 4. 38) analizando el parámetro S_{11} en ambos casos y observando en qué caso se obtienen mejores resultados.

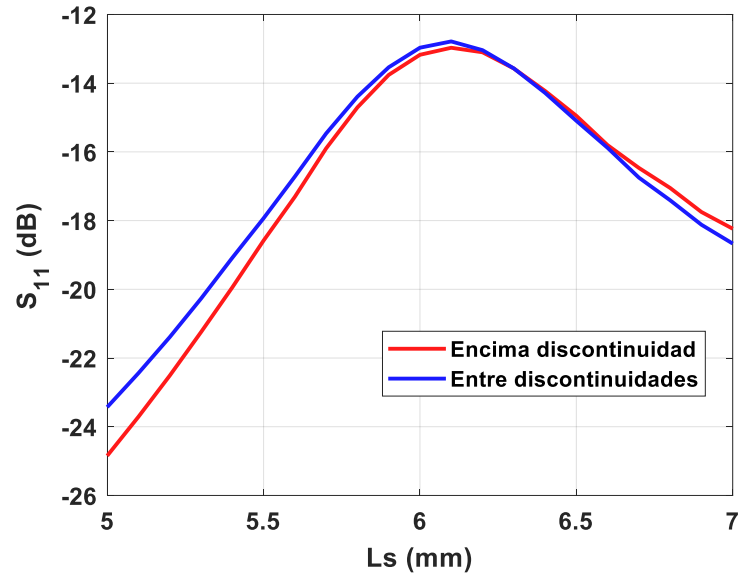


Figura 4. 38. Comparativa del parámetro S_{11} para cada longitud de ranura colocando la ranura encima de una discontinuidad o entre medias de estas

La adaptación conseguida con el diseño de la ranura encima de una discontinuidad es muy parecida a la conseguida con el diseño de la ranura entre medias de dos discontinuidades. Por este mismo motivo es por el que se realiza un estudio del comportamiento de la fase al cambiar la colocación de la ranura con el objetivo de comprobar cuál es la mejor opción para el posterior diseño del array.

Para realizar este estudio se coloca la ranura en su posición inicial y se desplaza una distancia muy pequeña hacia la dirección positiva del eje \hat{Y} para observar la variación de fase al realizar el desplazamiento. Cabe destacar que este estudio se realiza para un determinado rango de longitudes de ranura, en concreto desde 5,5 mm hasta 6,2 mm.

La mejor opción será la que presente una variación de fase lo más próxima posible al desfase que experimenta la onda que viaja por la guía en un tramo de longitud igual a la del desplazamiento que se realiza.

Cabe destacar que se analiza el valor de la fase de la componente y del campo eléctrico evaluado a 1 mm sobre la ranura. Se analiza en este punto en concreto, ya que es un punto representativo y da una idea del coeficiente de alimentación que tiene la ranura (apartado 2.2.2) [14]

A continuación, se muestran las variaciones que se han realizado para ambos casos (Figura 4. 39 y Figura 4. 40), además de los valores obtenidos al realizar dichos desplazamientos.

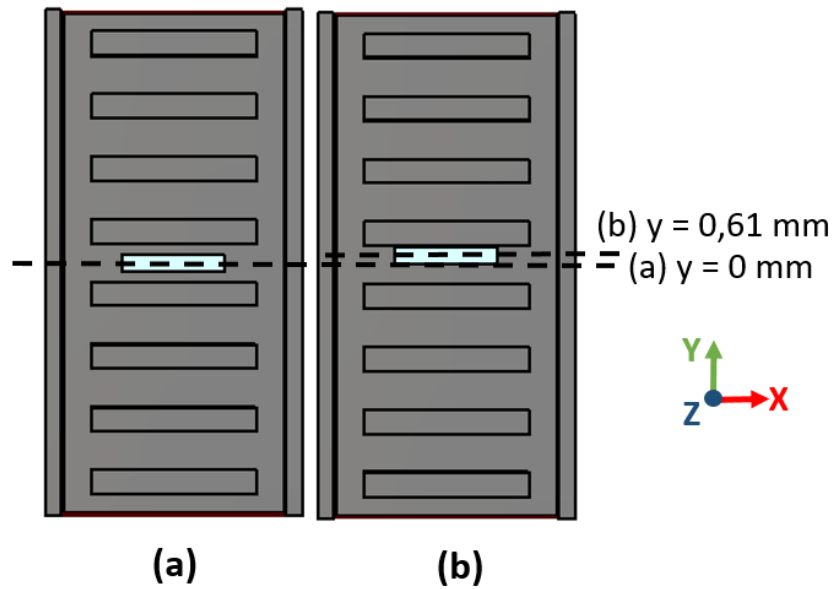


Figura 4. 39. Diseño con la ranura entre discontinuidades (a) y el mismo diseño con la ranura desplazada 0,61 mm (b)

Se puede obtener la fase del campo eléctrico encima de la ranura, en el caso en el que se desplaza la ranura (b), con la siguiente expresión.

$$\alpha_2 = \alpha_1 - \beta d + \Delta_2 \quad 4. 21$$

Siendo α_1 el desfase obtenido con el diseño (a), α_2 el desfase obtenido con el diseño (b), d la variación de posición de la ranura en el eje \hat{Y} y Δ_2 un factor que afecta a la fase obtenida de la ranura al desplazarla.

Este factor Δ_2 puede deberse a que la guía no es homogénea, por lo tanto, no se puede esperar que se obtengan los cálculos de fase que se esperan como en una guía vacía (homogénea).

De esta manera, se obtiene el valor de βd que es la variación de fase que se espera obtener al desplazar la ranura.

$$\beta d_1 = 413,37 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3} = 14,45^\circ \quad 4. 22$$

Tabla 4. 5. Fases de las ranuras según su colocación cuando la ranura está entre dos discontinuidades

Longitud ranura	α_1	α_2	$\alpha_1 - \beta d_1$	Δ_2
5,5 mm	-114,5°	-139,2°	-128,95°	-10,25°
5,6 mm	-120,3°	-145,3°	-134,75°	-10,55°
5,7 mm	-127,7°	-152,7°	-142,15°	-10,55°
5,8 mm	-136,7°	-162,7°	-151,15°	-11,55°

5,9 mm	-149,9°	-175,3°	-164,35°	-10,95°
6 mm	-164,2°	170,8°	-178,65°	-10,55°
6,1 mm	-178,4°	156,1°	-192,85°	-11,05°
6,2 mm	167,7°	143,1°	153,25°	-10,15°

A continuación, se muestra el mismo estudio anterior en el elemento unitario, pero colocando la ranura encima de una discontinuidad.

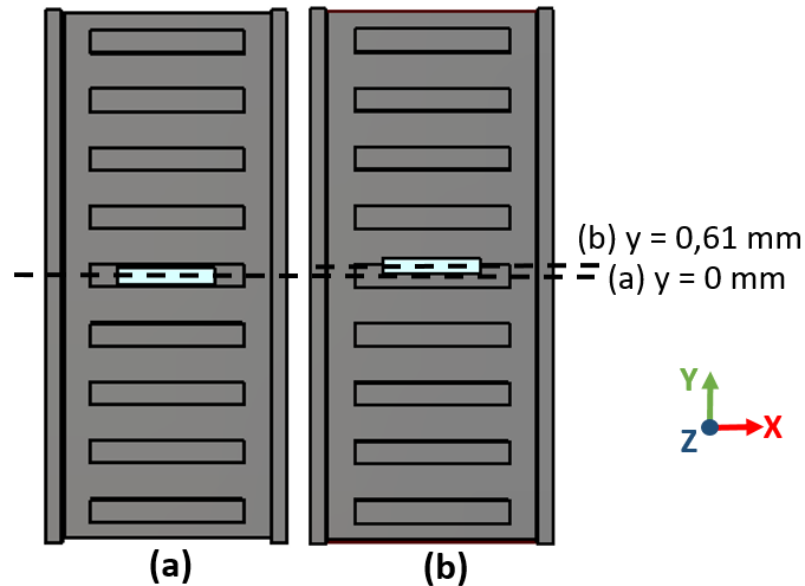


Figura 4. 40. Diseño con la ranura encima de una discontinuidad (a) y el mismo diseño con la ranura desplazada 0,61 mm (b)

Tabla 4. 6. Fases de las ranuras según su colocación cuando la ranura está encima de una discontinuidad

Longitud ranura	α_1	α_2	$\alpha_1 - \beta d_1$	Δ_2
5,5 mm	-147,7°	-161,2°	-162,15°	0,95°
5,6 mm	-154,9°	-168,4°	-169,35°	0,95°
5,7 mm	-164,2°	-177,8°	-178,65°	0,85°
5,8 mm	-175,6°	170,7°	-190,05°	0,75°
5,9 mm	170,6°	157,6°	156,15°	1,45°
6 mm	156,3°	143,1°	141,85°	1,25°
6,1 mm	141,7°	128,8°	127,25°	1,55°
6,2 mm	130,7°	116,6°	116,25°	0,35°

Observando tanto la Tabla 4. 5 como la Tabla 4. 6, se llega a la conclusión de que la variación de fase al desplazar las ranuras la misma distancia d (0,61 mm) se ajusta más a lo que cabe esperar en el caso en el que la ranura se coloca encima de la discontinuidad que en el caso de colocarla entre medias de dos discontinuidades.

Por lo tanto, en el elemento unitario de la versión 2 de la guía en peine se decide colocar la ranura encima de la discontinuidad, que se encuentra en el centro del elemento unitario.

Para conocer la longitud de cada ranura en un array, es necesario obtener previamente el factor de acoplo de cada elemento unitario. Este factor depende de la ley de alimentación definida, en este caso uniforme, de la potencia que se desee desaprovechar por el puerto de salida de la antena y del número de elementos en el array. Además, este factor define el nivel de potencia que puede llegar a radiar el elemento unitario y se define de la manera que se muestra en la ecuación 4. 23.

$$Coup_{dB} = 20 \cdot \log(\sqrt{|1| - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2}) \quad 4. 23$$

Por lo tanto, se deduce que este valor hace referencia a la potencia que no se transmite por el puerto 2 y que tampoco se refleja hacia el puerto 1.

Mediante simulaciones de CST, se obtiene el factor de acoplo del elemento unitario para cada longitud de ranura (Tabla 4. 7)

Tabla 4. 7. Factores de acoplo para cada longitud de ranura

Longitud ranura	Factor de acoplo
5 mm	-16,38 dB
5,1 mm	-15,38 dB
5,2 mm	-14,32 dB
5,3 mm	-13,09 dB
5,4 mm	-11,74 dB
5,5 mm	-10,31 dB
5,6 mm	-9,21 dB
5,7 mm	-7,75 dB
5,8 mm	-6,48 dB
5,9 mm	-5,45 dB
6 mm	-4,81 dB
6,1 mm	-4,59 dB
6,2 mm	-4,76 dB
6,3 mm	-5,26 dB
6,4 mm	-5,95 dB
6,5 mm	-6,74 dB
6,6 mm	-7,54 dB
6,7 mm	-8,27 dB
6,8 mm	-8,89 dB
6,9 mm	-9,51 dB
7 mm	-10,04 dB

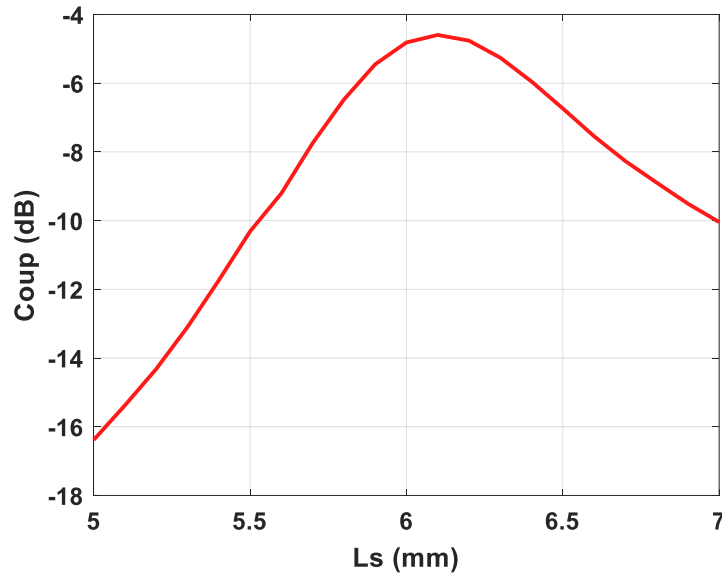


Figura 4. 41. Valores del factor de acoplo del elemento unitario

Se puede observar que la ranura es capaz de acoplar el máximo valor cuando tiene una longitud de 6,1 mm (Figura 4. 41). Por lo tanto, las longitudes mayores de 6,1 mm no se van a tener en cuenta ya que con longitudes más pequeñas se pueden obtener los mismos factores de acoplo. Esto es ventajoso en cuanto a que cuanto más grande sea la ranura peor será la adaptación de la antena.

4.3.3.2 Array

Habiendo desarrollado tanto la estructura principal de la guía en peine como el elemento radiante de la antena, se procede a diseñar, como prueba de concepto, un primer array para conseguir obtener la antena con los objetivos inicialmente definidos.

Para comenzar a diseñar el array es necesario definir una serie de parámetros iniciales.

- Número de elementos radiantes: 8
- Porcentaje de desaprovechamiento de potencia: 30%
- Ley de alimentación uniforme

Con estos parámetros definidos, es posible obtener los factores de acoplo de cada elemento radiante ($Coup^k$) para conseguir desaprovechar el porcentaje de potencia indicado. A continuación, se muestra cómo se obtienen estos factores de acoplo.

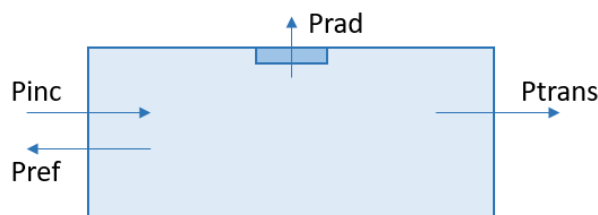


Figura 4. 42. Esquema de la potencia incidente, la potencia radiada, la potencia reflejada y la potencia transmitida

$$|Coup^{array}| = \frac{P_{rad}}{(P_{inc} - P_{ref})} \quad 4.24$$

$$|Coup^k| = \frac{|A_k|^2}{\frac{\sum_{i=1}^M |A_i|^2}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} |A_i|^2} \quad 4.25$$

$$Coup_{dB}^k = 10 \cdot \log_{10}(|Coup^k|) \quad 4.26$$

Siendo M el número de elementos radiantes, t el porcentaje de potencia desaprovechada, k cada uno de los elementos radiantes y A los coeficientes de la ley de alimentación de los elementos del array.

En este caso, se decide comenzar el diseño con 8 ranuras ($M = 8$), desaprovechando un 30% de potencia ($t = 0,3$) y con una ley de alimentación uniforme ($A_k = 1$, $A_i = 1$)

Hay que tener en cuenta que según se va avanzando en la antena, las ranuras cada vez tendrán un factor de acoplo más grande para conseguir que se radie la misma potencia por cada ranura (ley de alimentación uniforme). Esto es debido a que según la onda avanza por la guía, esta llega con menos potencia ya que esta va siendo progresivamente radiada por las ranuras que se va encontrando en la antena, lo que implica que sea necesario que cada ranura acople cada vez más.

Dados estos valores, se calcula el acoplo necesario para cada ranura con las fórmulas 4.24, 4.25 y 4.26, considerando la numeración de cada ranura como se indica en la Figura 4.43.

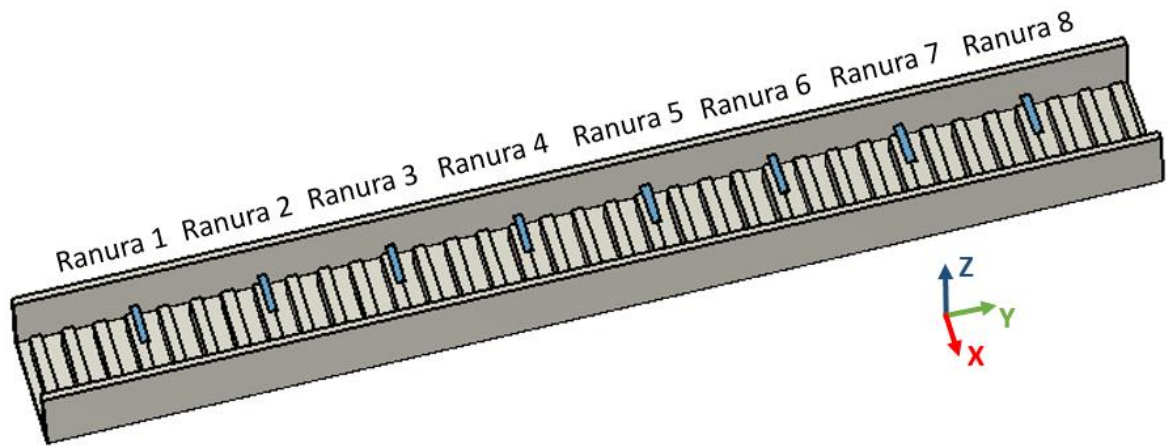


Figura 4.43. Diseño array 8 discontinuidades con ranuras transversales

Este primer array tiene un total de 35 discontinuidades, separadas la misma longitud (λ_g), por lo tanto, debería tener un desfase de 270° ($35 \cdot 90^\circ \equiv 270^\circ$). En la Figura 4.43 no se muestran los transformadores con el objetivo de poder observar mejor el diseño del array, sin embargo, sí se han realizado las simulaciones utilizando el diseño con transformadores.

Cabe destacar que las ranuras en el array están separadas una distancia de λ_g , como se explica en el apartado 4.1.

Sabiendo cuánto está previsto que radie cada ranura para una alimentación uniforme, ahora es necesario saber qué longitud de ranura es la que se corresponde con cada factor de acoplo. Por lo tanto, con los datos de la Tabla 4. 7, se obtienen las longitudes de las ranuras de este primer array, las cuales se muestran en la Tabla 4. 8.

Tabla 4. 8. Factores de acoplo y longitudes de las ranuras transversales del array con 8 discontinuidades

Número ranura	Factor de acoplo	Longitud
Ranura 1	-10,58 dB	5,48 mm
Ranura 2	-10,18 dB	5,52 mm
Ranura 3	-9,74 dB	5,55 mm
Ranura 4	-9,26 dB	5,6 mm
Ranura 5	-8,71 dB	5,65 mm
Ranura 6	-8,08 dB	5,67 mm
Ranura 7	-7,35 dB	5,73 mm
Ranura 8	-6,46 dB	5,8 mm

Los principales aspectos a tener en cuenta del diseño de la antena son los siguientes.

- Dirección de apuntamiento del lóbulo principal.
- Nivel de lóbulos secundarios.
- Desaprovechamiento de potencia.

A continuación, se muestra el diagrama de radiación a 17 GHz del array diseñado (Figura 4. 44).

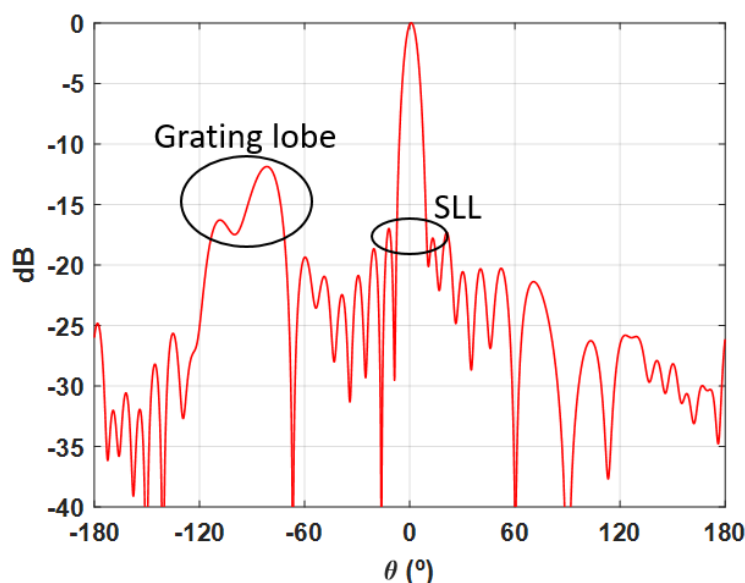


Figura 4. 44. Diagrama de radiación a 17 GHz del array con 8 discontinuidades y ranuras transversales

Tabla 4. 9. Valores del nivel de lóbulos secundarios y de la dirección del lóbulo principal para cada frecuencia en el diseño del array con 8 discontinuidades

Frecuencia	SLL	Grating lobe	Dirección del lóbulo principal
16,8 GHz	-15,24 dB	-10,9 dB	-1,2°
16,85 GHz	-15,61 dB	-11,8 dB	-1°
16,9 GHz	-15,9 dB	-13,5 dB	-0,7°
16,95 GHz	-16,5 dB	-16,5 dB	-0,2°
17 GHz	-16,9 dB	-11,9 dB	0,8°
17,05 GHz	-14,85 dB	-7,4 dB	2,3°
17,1 GHz	-11,35 dB	-4,8 dB	3,5°
17,15 GHz	-9,41 dB	-3,3 dB	4,1°
17,2 GHz	-7,96 dB	-2,3 dB	4,3°

En la Tabla 4. 9 se observa cómo la aparición de grating lobes es muy temprana, estando más cerca el grating lobe del lóbulo principal que los lóbulos secundarios. También se puede observar cómo la antenna no apunta exactamente a broadside a la frecuencia de trabajo.

Por otra parte, el valor teórico del SLL para un array de 8 elementos a la frecuencia de diseño (17 GHz) es -12,95 dB, sin embargo, se puede observar que en CST se obtiene un valor de -16,9 dB. Esto es debido a que el valor teórico se obtiene considerando un array alimentado de manera uniforme en amplitud [3] y en la simulación no es exactamente así, como se puede observar en la Tabla 4. 10.

Tabla 4. 10. Amplitudes y fases de las ranuras del primer array

Número ranura	Longitud	A_n	E_y_phase	Desfase relativo
Ranura 1	5,48 mm	0,505	-95,82°	0°
Ranura 2	5,52 mm	0,634	-90,53°	5,29°
Ranura 3	5,55 mm	0,799	-91,97°	3,85°
Ranura 4	5,6 mm	0,978	-97,85°	-2,03°
Ranura 5	5,65 mm	1	-104,4°	-8,58°
Ranura 6	5,67 mm	0,925	-107,15°	-11,33°
Ranura 7	5,73 mm	0,869	-112,2°	-16,38°
Ranura 8	5,8 mm	0,767	-117,09°	-21,27°

Siendo A_n la amplitud normalizada del campo eléctrico obtenida a una distancia de 1 mm por encima de la ranura (Eje Z) y E_y_phase la fase del campo eléctrico obtenida en el mismo punto.

El motivo por el que el diagrama de radiación del array no tiene una buena simetría es porque las amplitudes normalizadas del campo eléctrico tampoco son simétricas. Aunque no sean todas 1, sino que existe un taper, si este taper fuera simétrico, el diagrama de radiación también sería simétrico.

Además, que la antenna no apunte exactamente a broadside se debe a la fase de cada ranura. Se puede observar (Tabla 4. 10) que las fases de cada elemento radiante tienen una

diferencia de hasta 21° (desfase relativo), lo cual se traduce en que la diferencia de fase entre ellas no es 0° , que es el requisito principal para conseguir que la antena apunte a broadside.

Sin embargo, también hay que observar otros aspectos importantes de este primer array diseñado, como su adaptación, el desaprovechamiento de potencia o el momento en el que aparecen grating lobes.

La adaptación del array se muestra en la Figura 4. 45 y, como se puede observar, no se obtiene la adaptación deseada. Sin embargo, los objetivos contemplados en la versión 2 de la guía en peine consisten en conseguir las mejores prestaciones para dicha guía, sin contar con que a esta se le añadiera un elemento radiante.

Por este motivo, se diseña una versión 3 de la guía en peine: para adaptar el diseño ya obtenido a un diseño con ranuras, es decir, pasar de la guía en peine al array de antenas con la guía en peine.

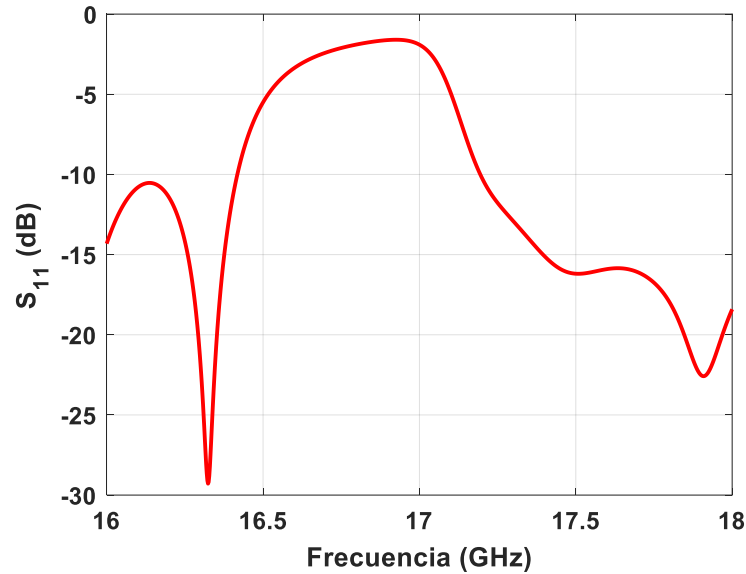


Figura 4. 45. Parámetro S_{11} del array con 8 discontinuidades y ranuras transversales

Uno de los motivos por los que se obtiene esta adaptación es porque, al estar separados cada elemento radiante una distancia de λ_g , las reflexiones de cada elemento se van sumando hasta obtener una reflexión bastante grande.

A continuación, se obtiene una aproximación del valor de la reflexión total del array, calculándolo de manera teórica, para una antena de dos elementos radiantes, a una determinada frecuencia, en concreto, a la frecuencia de trabajo (17 GHz)

$$\begin{aligned} \rho_{TOTAL} &= \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-2j\beta d} = \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-2j\frac{2\pi}{\lambda_g} \lambda_g} = \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{-4\pi j} = \rho_1 + \rho_2 \\ &= |\rho_1| \cdot e^{j\phi_1} + |\rho_2| \cdot e^{j\phi_2} \simeq 2 \cdot |\rho_1| \end{aligned} \quad 4.27$$

Se puede observar que al estar separadas cada ranura una distancia de λ_g , los módulos de las reflexiones de cada elemento unitario se van sumando en su totalidad y constituyen la

reflexión total de la antena. Por lo tanto, siendo N el número total de elementos radiantes de la antena, se obtiene la siguiente aproximación (ecuación 4. 28 y 4. 29).

$$\rho_{TOTAL} \simeq N \cdot |\rho_1| \quad 4. 28$$

$$\rho_{TOTALdB} \simeq 20 \cdot \log_{10}(N \cdot |\rho_1|) \quad 4. 29$$

El valor de las reflexiones es distinto según la longitud de la ranura. Por lo tanto, se realiza una aproximación del valor máximo de reflexión que se puede obtener con un tamaño de ranura, partiendo de que la máxima reflexión total que se puede obtener en una antena es de 0 dB. Para un array de 8 ranuras, se llega a la siguiente expresión.

$$\rho_{TOTALdB} < 0 \text{ dB} \Rightarrow N \cdot |\rho_1| < 1 \Rightarrow |\rho_1| < \frac{1}{8} \Rightarrow |\rho_1| < -18,06 \text{ dB} \quad 4. 30$$

Siendo los valores de reflexión obtenidos para cada ranura de este array muy cercanos a -18,06 dB, como se puede observar en la Figura 4. 46, efectivamente, habría que conseguir mejorar la adaptación del elemento radiante unitario para conseguir una buena adaptación en el array.

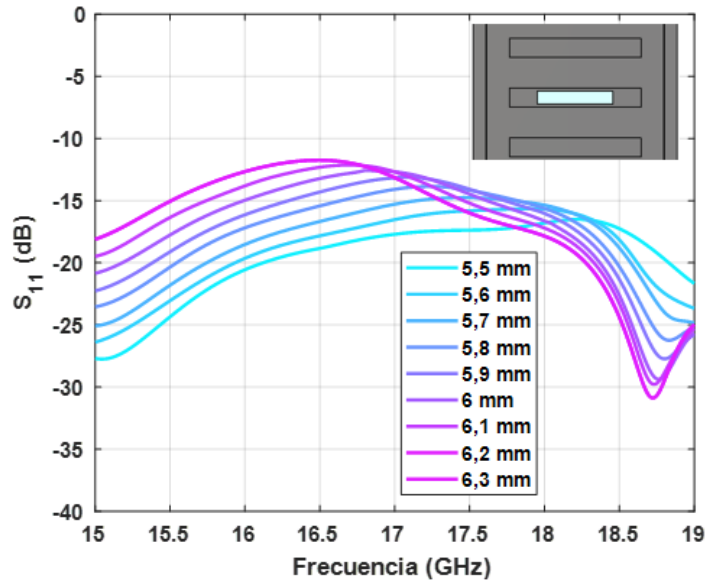


Figura 4. 46. Parámetro S_{11} conseguido para cada longitud de ranura en el elemento unitario de la versión 2 de la guía en peine

Por otra parte, en cuanto a la aparición de grating lobes, tampoco se obtienen los resultados esperados, ya que a la frecuencia de 17,05 GHz ya aparecen lóbulos de difracción

pronunciados. Esto es debido a que la restricción inicial $\lambda_g < \lambda_0$ se está cumpliendo de manera muy ajustada (4. 31, 4. 32 y 4. 33)

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{17 \cdot 10^9} = 17,65 \text{ mm} \quad 4. 31$$

$$\lambda_g \equiv 4 \cdot \text{longitud} = 4 \cdot 3,8 \text{ mm} = 15,2 \text{ mm} \quad 4. 32$$

$$\lambda_g = 0,86 \lambda_0 \quad 4. 33$$

Además, se está desaprovechando más potencia que la diseñada en un principio (77% en lugar de 30%). Esto es debido a que parte de la potencia, además de por el puerto 2, también se está reflejando hacia el puerto 1 debido a la mala adaptación

Llegados a este punto, se deduce que los dos problemas principales que existen en este primer diseño son los que se indican a continuación.

- Aparición de grating lobes en frecuencias muy cercanas a la frecuencia de trabajo.
- Mala adaptación.

A continuación, se van a detallar las posibles soluciones para solventar ambos problemas.

Solución grating lobes

Como se ha explicado en el apartado 4.1, es necesario que la expresión $\lambda_g < \lambda_0$ se cumpla para conseguir que no aparezcan grating lobes. En concreto, $4 \cdot \text{longitud} < \lambda_0$.

En este caso, se tiene $0,86 \lambda_0$, por lo que se decide reducir la longitud de cada tramo de celda unidad para conseguir que la expresión se cumpla con un margen mayor y conseguir así reducir la aparición de grating lobes en frecuencias tan cercanas a la frecuencia de trabajo.

Hay que tener en cuenta que al reducir la longitud de cada tramo de celda unidad, es necesario volver a diseñar dicha celda unidad para conseguir obtener de nuevo la constante de propagación que se tenía. Al rediseñar la celda unidad, también cambia la impedancia característica de la guía y, por lo tanto, es necesario volver a diseñar también, por lo menos, el primer transformador.

Mejora adaptación

Con el objetivo de mejorar la adaptación de la antena se consideran dos opciones:

- Modificar los elementos radiantes y optar por diseñar ranuras en cruz en lugar de transversales.
- Colocar postes adaptadores para cada ranura.

Hay un estudio [15] que utiliza como elemento radiante una ranura inclinada con un poste adaptador. Este estudio sirve de base para desarrollar un elemento radiante nuevo.

La mejora que se plantea respecto a este diseño consiste en implementar una ranura en cruz con dos postes adaptadores, es decir, el mismo diseño que propone el estudio mencionado, pero replicándolo para hacerlo simétrico. Este nuevo elemento radiante se explicará en el apartado 5.1.2.

5 Diseño final de array de ranuras en tecnología de guía en peine

5.1 Acciones de mejora

5.1.1 Diseño de guía en peine: versión 3

Como ya se ha explicado, con el objetivo de conseguir que se cumpla la expresión $\lambda_g < \lambda_0$ de manera más holgada, se decide reducir la longitud del tramo de celda unidad. Hasta el momento, la longitud de cada tramo era de 3,8 mm ($\lambda_g = 0,86 \lambda_0$) y se decide rediseñar la celda unidad fijando la longitud a 3,5 mm ($\lambda_g = 0,79 \lambda_0$).

Sería muy fácil disminuir en gran medida dicha longitud, para cumplir de sobra con la expresión $\lambda_g < \lambda_0$, sin embargo, hay que tener en cuenta que cuanto más pequeña sea la longitud de la celda unidad, más grande será el valor necesario de la constante de propagación. Para aumentar el valor de esta constante, ya se ha indicado que es necesario aumentar la altura de la discontinuidad, lo cual empeora bastante la adaptación del array. Por lo tanto, hay que conseguir llegar a un punto intermedio en el cual se disminuya la longitud de la celda unidad sin tener que aumentar mucho la altura de la discontinuidad, para poder conseguir tanto una buena adaptación como disminuir la aparición de grating lobes.

De esta manera, se pretende conseguir que los lóbulos de difracción no aparezcan en una determinada banda de frecuencia (16 GHz – 18 GHz), ya que, sin hacer esta modificación, al observar el diagrama de radiación a una frecuencia distinta de la de trabajo, ya aparecen dichos lóbulos.

Para conseguir mantener las condiciones de la guía, al modificar la longitud de la celda unidad, también hay que modificar otras dimensiones hasta conseguir obtener de nuevo el desfase requerido, es decir, que la celda unidad desfase 90°.

$$\beta = \frac{\text{Desfase}}{\text{longitud}} = \frac{\frac{\pi}{2}}{3,5 \cdot 10^{-3}} = 448,8 \text{ m}^{-1} \quad 5.1$$

Las dimensiones con las que se consigue dicha constante de propagación, son las que se muestran a continuación, siendo el diseño el mismo que el mostrado en la Figura 4. 2.

Tabla 5. 1. Dimensiones del diseño de la celda unidad

Nombre dimensión	Valor dimensión
a	13,51 mm
b	6,91 mm
longitud	3,5 mm
anchuraDis	7 mm
alturaDis	2,73 mm
longitudDis	1 mm

La constante de propagación obtenida con este nuevo diseño se muestra en la Figura 5. 1.

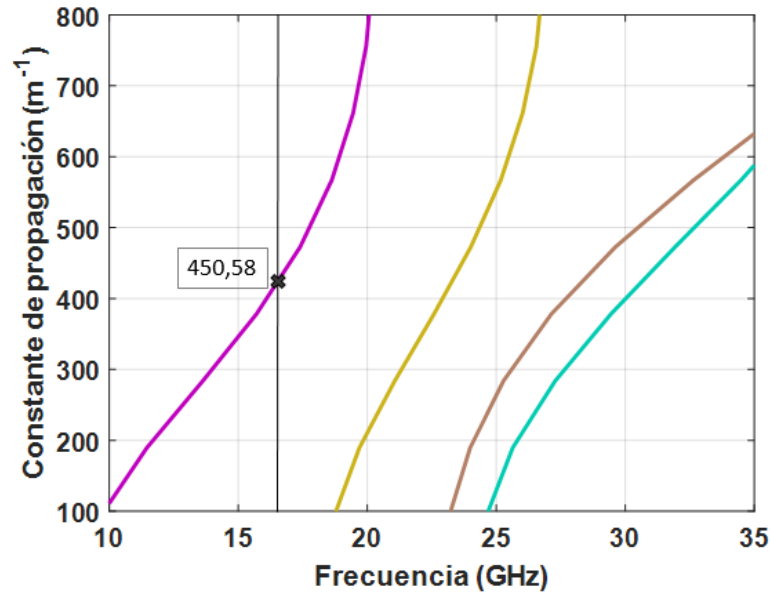


Figura 5. 1. Diagrama de dispersión del diseño con infinitas discontinuidades para los 4 primeros modos de propagación

La impedancia característica de la guía cambia al haber modificado sus dimensiones, por lo tanto, es necesario rediseñar también, por lo menos, el primer transformador del array, para hacer las transiciones de impedancias características de los transformadores de manera gradual.

Siguiendo el mismo proceso de diseño de transformadores explicado anteriormente, se rediseña únicamente el primer transformador, obteniendo los valores que se indican a continuación.

$$Z_{in} = 298,95 \, \Omega$$

$$Z_{01} = 328,06 \, \Omega \rightarrow \beta_1 = 409,15 \, m^{-1} \rightarrow longitud1 = \frac{Desfase}{\beta_1} = 3,84 \, mm$$

Los valores que no se muestran, son los mismos que se expresan en el esquema de la Figura 4. 26.

Por lo tanto, el diseño de la versión 3 de la guía en peine sobre el que se diseñarán los nuevos elementos radiantes es el mismo que el mostrado en la Figura 4. 27, en la Figura 4. 28 y en la Figura 4. 29, pero con los valores que se indican en la Tabla 5. 2.

Tabla 5. 2. Dimensiones de la versión 3 de la guía en peine

Nombre dimensión	Valor dimensión
a	13,51 mm
b	6,91 mm
longitud	3,5 mm
anchuraDis	7 mm

alturaDis	2,73 mm
longitudDis	1 mm
longitudTransf1	3,84 mm
anchuraDisTransf1	8,5 mm
alturaDisTransf1	2,46 mm
longitudDisTransf1	1,45 mm
longitudTransf2	4,51 mm
anchuraDisTransf2	9,9 mm
alturaDisTransf2	2,1 mm
longitudDisTransf2	1,45 mm
longitudTransf3	5,01 mm
anchuraDisTransf3	10,2 mm
alturaDisTransf3	1,48 mm
longitudDisTransf3	1,45 mm
longitudTransf4	5,71 mm
anchuraDisTransf4	13,88 mm
alturaDisTransf4	6,5 mm

Al realizar estos cambios, tanto en las dimensiones de las discontinuidades de la guía, como en las del primer transformador, la adaptación de la guía en peine empeora (Figura 5. 2). Sin embargo, como ya se ha explicado, la adaptación se intentará mejorar con otras soluciones.

Cabe destacar que tiene sentido que la adaptación empeore ya que al haber rediseñado la celda unidad las discontinuidades son más altas, lo cual provoca más obstáculos dentro de la guía y, por lo tanto, peor adaptación. Sin embargo, la adaptación se mantiene en niveles mejores que -30 dB, que son valores más que suficientes, ya que en la antena se esperan niveles peores de adaptación.

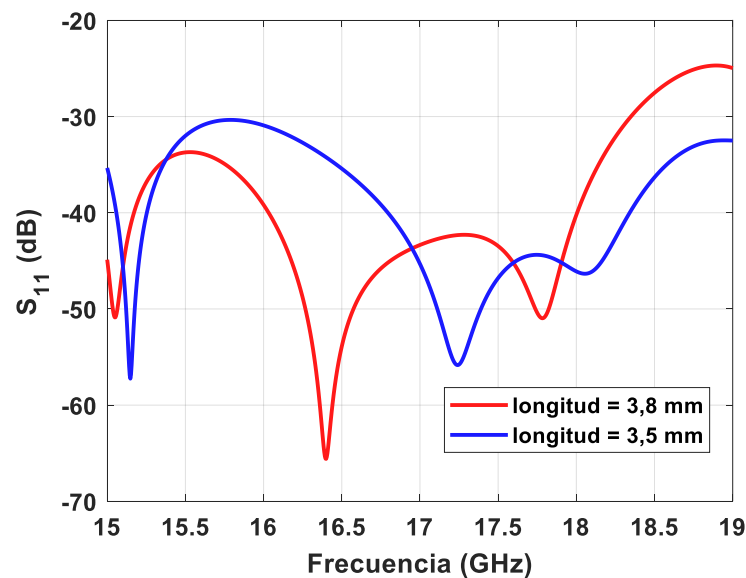


Figura 5. 2. Comparación del parámetro S_{11} de la guía en peine con transformadores para distintas longitudes

Esta modificación se ha realizado con el objetivo de disminuir la aparición de grating lobes, sin embargo, este no es el único cambio que se le va a realizar a la antena, ya que también se va a intentar mejorar la adaptación de esta, rediseñando el elemento unitario.

Por lo tanto, los resultados al rediseñar la celda unidad y el elemento unitario no se van a analizar de manera individual sino al implementar ambos cambios a la vez en la antena, ya que una modificación implica la otra.

5.1.2 Elemento unitario: Ranura en cruz

Para decidir los cambios que se van a llevar a cabo al rediseñar el elemento unitario, se realiza un estudio comparando las prestaciones que ofrece una ranura inclinada con un poste adaptador y una ranura en cruz con dos postes adaptadores, es decir, la solución de la ranura inclinada pero duplicada para que sea simétrico.

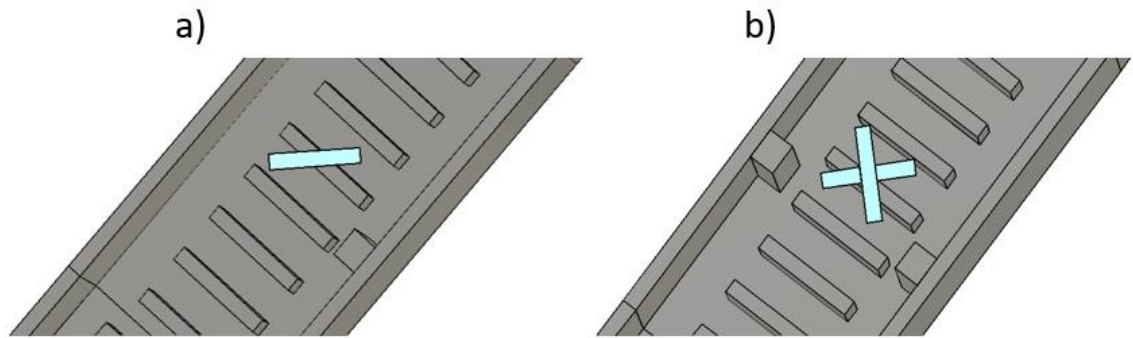


Figura 5. 3. Diseño a) ranura inclinada y b) ranura en cruz

Para comparar ambos diseños se muestra la adaptación obtenida con cada uno, así como su factor de acoplo y su relación copolar contrapolar (Theta/Phi).

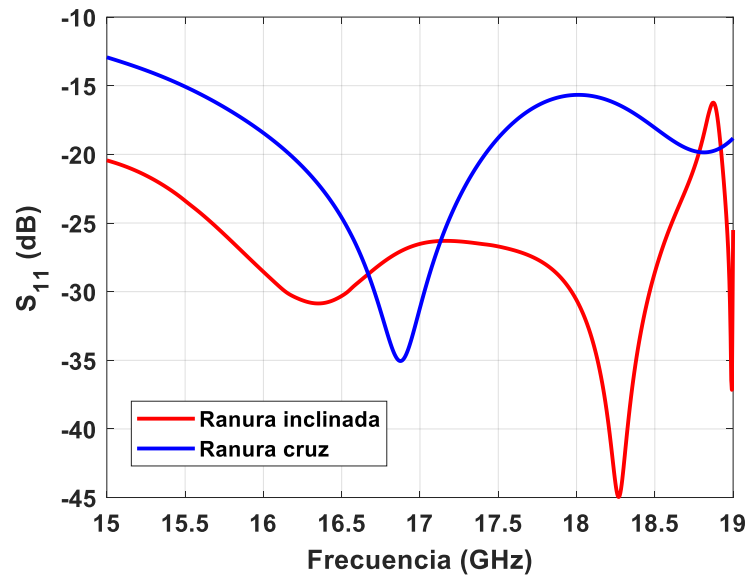


Figura 5. 4. Parámetro S_{11} obtenido con la ranura inclinada y con la ranura en cruz

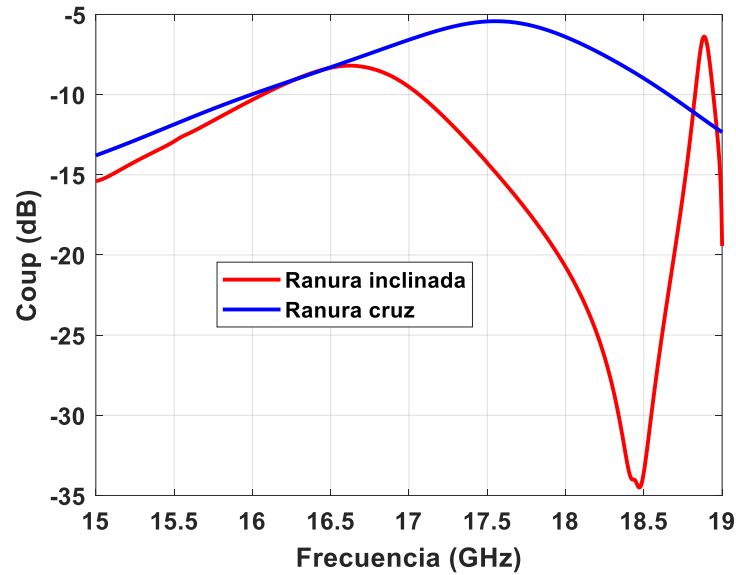


Figura 5. 5. Factor de acoplo obtenido con la ranura inclinada y con la ranura en cruz

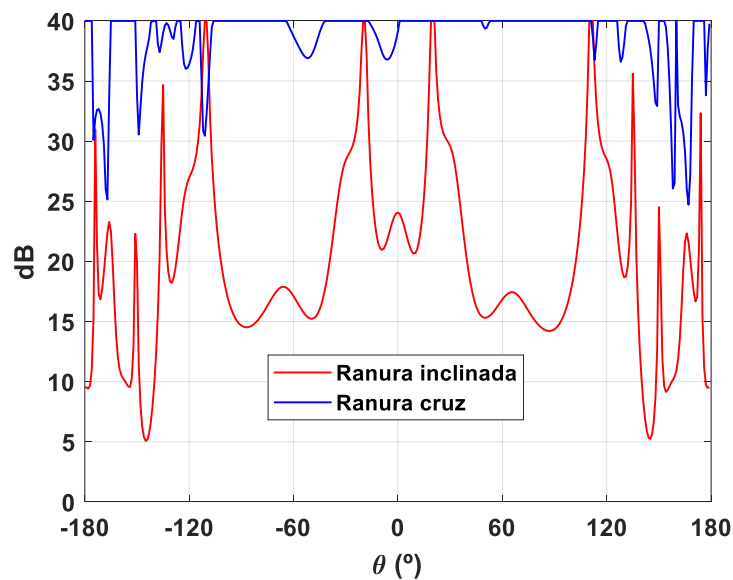


Figura 5. 6. Relación copolar contrapolar (Theta/Phi) para la ranura inclinada y para la ranura en cruz

Analizando los resultados se observa que en adaptación, con la ranura inclinada se obtienen mejores resultados, sin embargo, con la ranura inclinada no se consigue tanto factor de acoplo como se consigue con la ranura en cruz.

Por otra parte, la relación copolar contrapolar (Theta/Phi) es bastante más grande en el caso de la ranura en cruz. Esto es lo que nos hace decidimos por el diseño de la ranura en cruz, ya que se consiguen niveles mucho más bajos de contrapolar gracias a la simetría de la ranura en cruz con postes adaptadores en cada extremo.

Para diseñar el array, como se ha realizado en el apartado anterior, se empieza diseñando el elemento unitario.

A continuación, se muestra el diseño del elemento unitario de la versión 3 de la guía en peine.

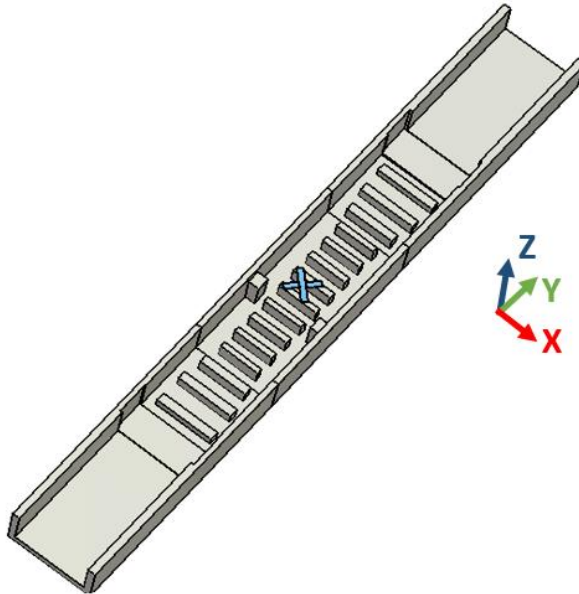


Figura 5. 7. Elemento unitario de la versión 3 de la guía en peine

Cabe destacar que en la Figura 5. 8 solo se muestra un poste, sin embargo, hay otro con las mismas dimensiones, colocado de manera simétrica, en el otro extremo de la pared de la guía.

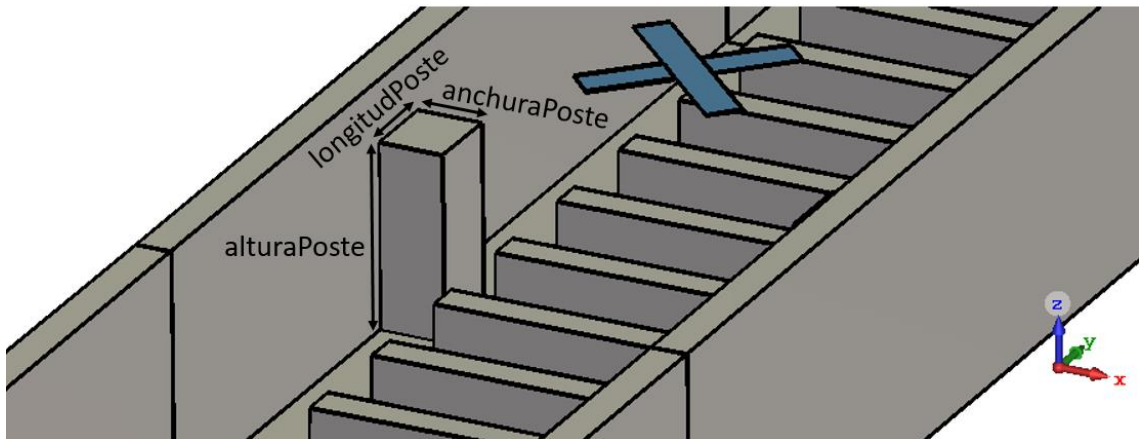


Figura 5. 8. Dimensiones del poste adaptador (Zoom del diseño del elemento unitario)

Sin embargo, las dimensiones y la colocación de los postes son diferentes según el tamaño de la ranura. Es por este motivo por el que se diseña un poste para cada longitud, con el objetivo de poder obtener el mejor rendimiento de cada ranura.

El resultado final se ha obtenido fijando cada longitud de ranura y realizando multitud de barridos en cuando a distintas colocaciones y distintas dimensiones de los postes adaptadores.

A continuación, en la Figura 4. 47, se muestran los vectores de los campos radiados por el elemento radiante de la ranura en cruz. Se puede observar cómo se suman estos campos radiados, quedando polarizados en la dirección del eje \hat{Y} .

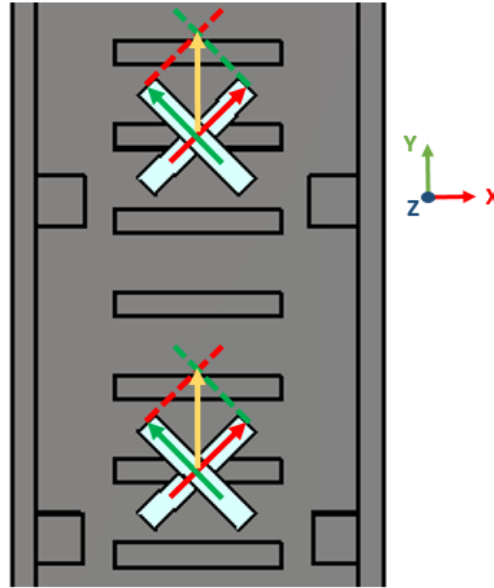


Figura 4. 47. Campos radiados por las ranuras en cruz

Este elemento radiante alternativo ofrece una polarización según \hat{Y} , dada su simetría. Esta simetría contribuye a mejorar los niveles de contrapolar, los cuales pueden deteriorarse en el caso de la ranura inclinada por la presencia del poste adaptador.

Por otra parte, hay que tener en cuenta el ángulo de inclinación. En el caso del elemento radiante de una sola ranura inclinada es necesario que todas las ranuras del array estén inclinadas el mismo ángulo, ya que sino cada una tendría una polarización distinta y empeoraría la contrapolar. En el caso del elemento radiante alternativo con la ranura en cruz se puede variar el ángulo de inclinación, ya que al tener dos ranuras inclinadas siempre se va a obtener polarización según \hat{Y} .

Por lo tanto, en este diseño se propone la solución de la ranura en cruz con dos postes adaptadores simétricos como solución de compromiso entre la mejora de adaptación (ranuras inclinadas y poste adaptador) y mantenimiento de simetría (ranuras en cruz y dos postes adaptadores) para preservar buenos valores de contrapolar.

En la Figura 5. 9 se muestra el parámetro S_{11} obtenido para cada longitud de la ranura en cruz con sus correspondientes postes adaptadores.

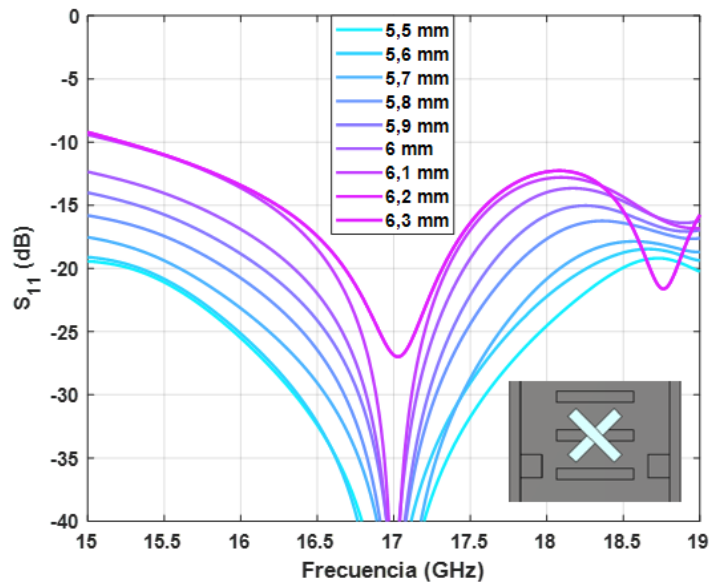


Figura 5. 9. Parámetro S_{11} conseguido para cada longitud de ranura en el elemento unitario de la versión 3 de la guía en peine

Se puede observar cómo conseguir una buena adaptación cada vez es más difícil según la ranura va siendo más grande.

Tanto modificando la ranura transversal por la ranura en cruz como incluyendo los postes al diseño, se consigue mejorar la adaptación del elemento unitario en comparación con la que se consiguió con el elemento unitario con ranuras transversales y sin postes (Figura 4. 46).

Al igual que se ha analizado la adaptación conseguida en el elemento unitario para cada tamaño de ranura, también se estudia el factor de acoplo para cada uno de los casos (Figura 5. 10).

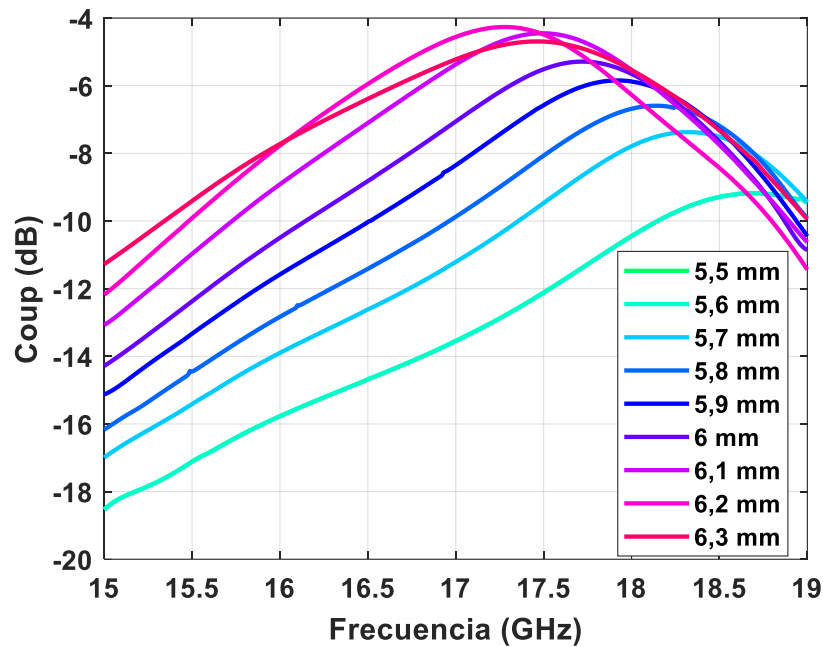


Figura 5. 10. Factor de acoplo en dB para cada longitud de ranura de la versión 3 de la guía en peine

Los factores de acoplo que se obtienen a la frecuencia de trabajo (17 GHz) se recogen en la Tabla 5. 3. Esta tabla será de utilidad a la hora de diseñar el array, ya que según el factor de acoplo que se desee, este se corresponde con un tamaño de ranura concreto.

Tabla 5. 3. Factores de acoplo del elemento unitario para cada longitud de ranura a la frecuencia de trabajo

Longitud ranura	Coup (dB)
5,5 mm	-13,55 dB
5,6 mm	-12,48 dB
5,7 mm	-11,21 dB
5,8 mm	-9,87 dB
5,9 mm	-8,35 dB
6 mm	-7,06 dB
6,1 mm	-5,37 dB
6,2 mm	-4,56 dB
6,3 mm	-5,22 dB

5.2 Diseño de antena de 16 ranuras en cruz con la versión 3 de guía en peine

Con el objetivo de reducir el tamaño de la antena y los costes de fabricación, se prueba a disminuir el número de transformadores de la guía en peine, ya que, si bien quitar transformadores deteriora la adaptación de la guía en peine, esta aun así se mantendría en niveles suficientemente buenos.

Tras varias pruebas, se consigue reducir el número de transformadores de 4 a 2, sin empeorar en gran medida la adaptación de la guía en peine. En la Figura 5. 11 y en la Figura 5. 12 se muestra la comparativa del parámetro S_{11} en los diseños con 4 y con 2 transformadores para la guía con 9 y con 35 discontinuidades, respectivamente.

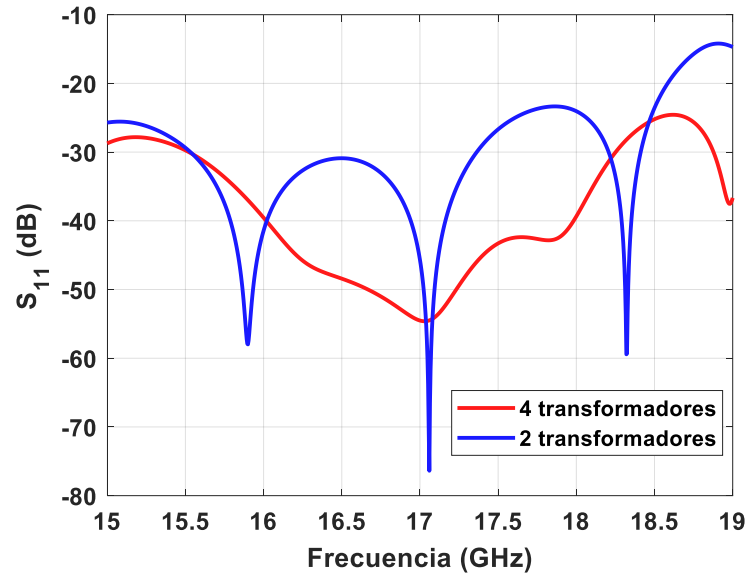


Figura 5. 11. Comparativa del parámetro S_{11} de la guía en peine con 9 discontinuidades con 4 y con 2 transformadores

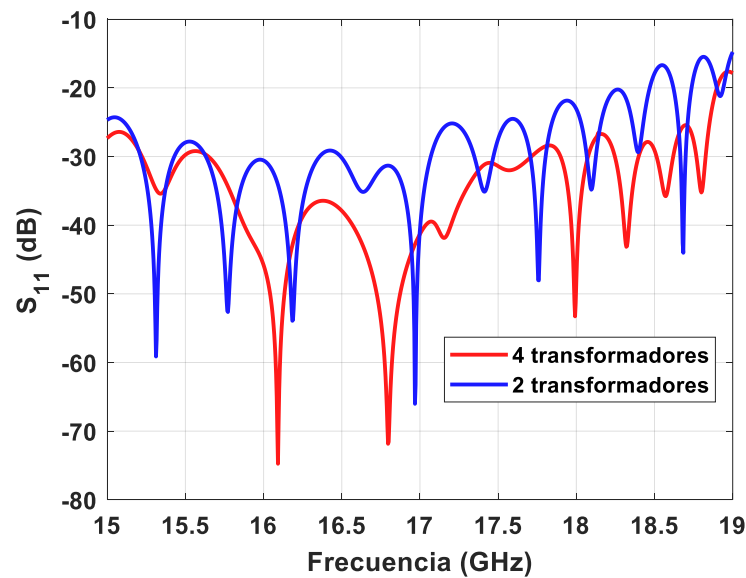


Figura 5. 12. Comparativa del parámetro S_{11} de la versión 3 guía en peine con 35 discontinuidades con 4 y con 2 transformadores

Los dos nuevos transformadores se han diseñado siguiendo el mismo procedimiento que el detallado hasta ahora. A continuación, se muestran los valores de las dimensiones obtenidas al diseñar ambos transformadores (Tabla 5. 4).

Tabla 5. 4. Dimensiones de los dos nuevos transformadores

Nombre dimensión	Valor dimensión
longitudTransf1	4,08 mm
anchuraDisTransf1	11,1 mm
alturaDisTransf1	2,3 mm
longitudDisTransf1	1,45 mm
longitudTransf2	5,36 mm
anchuraDisTransf2	11,1 mm
alturaDisTransf2	1,3 mm
longitudDisTransf2	1,45 mm

Llegados a este punto, es posible diseñar una nueva antena con la versión 3 de la guía en peine. Para comprobar que se ha conseguido el objetivo de rediseñar la guía en peine, se compara el array diseñado con ranuras transversales con este nuevo array. Se espera observar que ha mejorado en adaptación además de haber aumentado la banda de frecuencias en la que no aparecen grating lobes (Anexo B).

Para que sea una comparación fiable, se compara también con un array de 8 elementos radiantes, sin embargo, se va a continuar con diseños de 16 ranuras, separadas entre sí una distancia de λ_g , ya que de esta manera se consigue ampliar las prestaciones de la antena. Estas prestaciones consisten en que la antena sea más directiva y que, por lo tanto, aparezcan más tarde los grating lobes.

Comenzando con los diseños de 16 ranuras, se han realizado tres diseños de antena que se diferencian únicamente en el porcentaje de potencia desaprovechada definido. Se sobreentiende que, al cambiar el valor del desaprovechamiento de potencia, cambiarán los factores de acoplo de cada ranura, así como las longitudes de estas y los tamaños de los postes adaptadores.

Cabe destacar que hay factores de acoplo de ranuras necesarios que no se obtienen con ningún tamaño de ranura de los que se han analizado en el estudio inicial (de 5,5 mm a 6,3 mm en pasos de 0,1 mm). Es decir, no se ha obtenido suficiente precisión para el diseño de estos arrays. Por ejemplo, cuando se han necesitado factores de acoplo que equivalen a tamaños de ranura de 5,55 mm o 5,65 mm, se han vuelto a diseñar los postes adaptadores para cada caso.

Los parámetros iniciales definidos para las distintas antenas que se han diseñado son los siguientes.

- Número de elementos radiantes: 16
- Ley de alimentación uniforme
- Porcentaje de desaprovechamiento de potencia: 30%, 20%, 10%

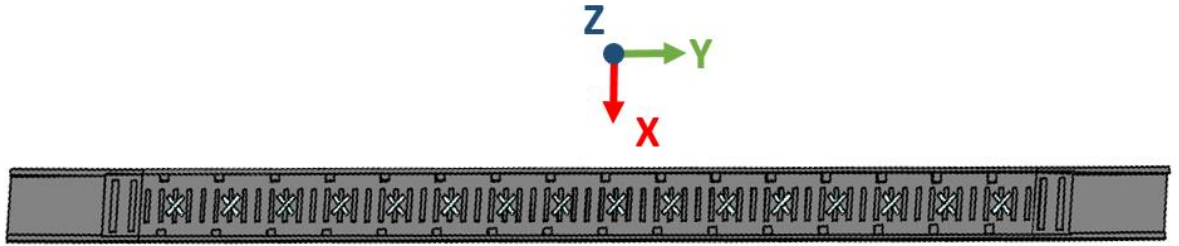


Figura 5. 13. Diseño de las antenas para un desaprovechamiento de un 30%, un 20% y un 10%

En el anexo 0 se muestran tanto los factores de acoplo como las longitudes de cada ranura para cada antena diseñada.

A continuación, se muestran tanto los parámetros S que se obtienen en las tres antenas, como el desaprovechamiento conseguido o los diagramas de radiación de estas.

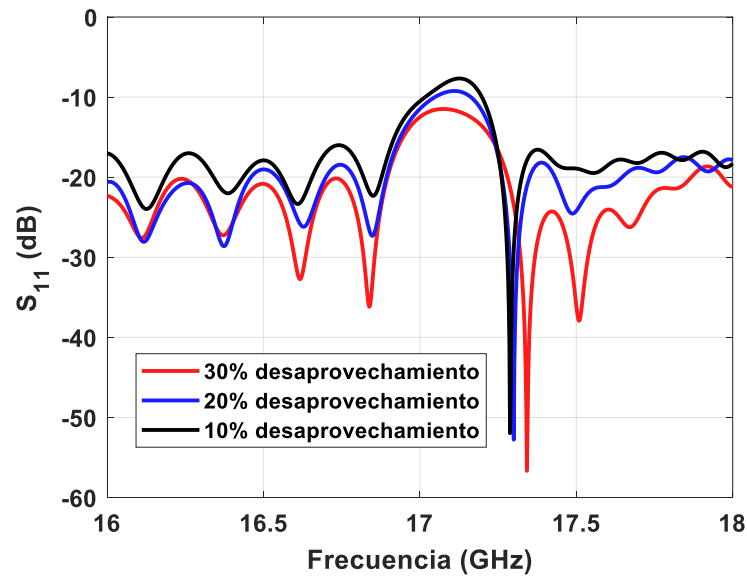


Figura 5. 14. Parámetro S_{11} de las antenas diseñadas para desaprovechar un 10%, un 20% y un 30% de potencia

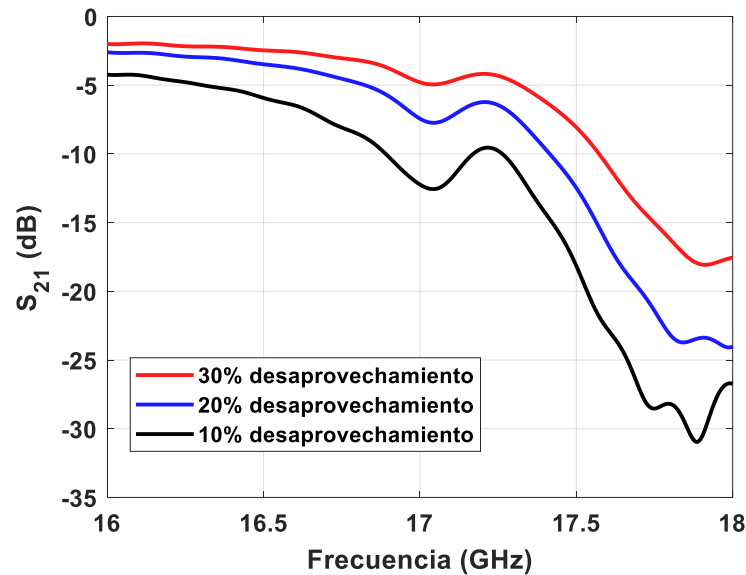


Figura 5. 15. Parámetro S_{21} de las antenas diseñadas para desaprovechar un 10%, un 20% y un 30% de potencia

Observando el parámetro S_{11} queda claro cómo la adaptación va empeorando según el desaprovechamiento va siendo menor (Figura 5. 14). Esto tiene sentido ya que cuanto menos porcentaje de potencia se desaprovecha, más grande será el tamaño de las últimas ranuras, lo que produce una peor adaptación.

El porcentaje de potencia desaprovechada en cada caso, se muestra en la siguiente tabla.

Tabla 5. 5. Porcentaje de potencia desaprovechada en cada antena

Porcentaje inicial definido	Porcentaje que se pierde por el puerto 2	Porcentaje que se refleja al puerto 1	Porcentaje total desaprovechado
30%	33,18%	5,62%	38,8%
20%	18,06%	7,13%	25,19%
10%	5,95%	8,88%	14,83%

La diferencia que existe entre el porcentaje de potencia inicial definido y el porcentaje total desaprovechado radica en que el factor de acoplo del array se calcula planteando una supuesta adaptación perfecta, suceso que no ocurre cuando se simula el array y se calcula el porcentaje total de potencia desaprovechado.

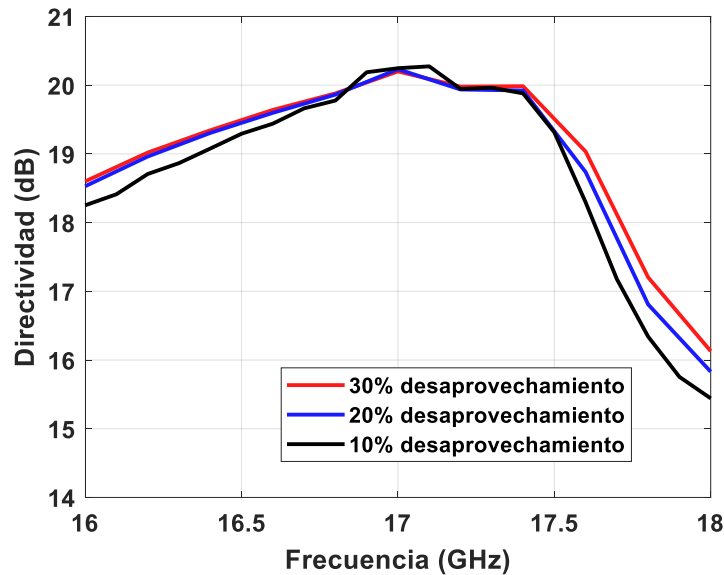


Figura 5. 16. Directividad de las antenas diseñadas para desaprovechar un 10%, un 20% y un 30% de potencia

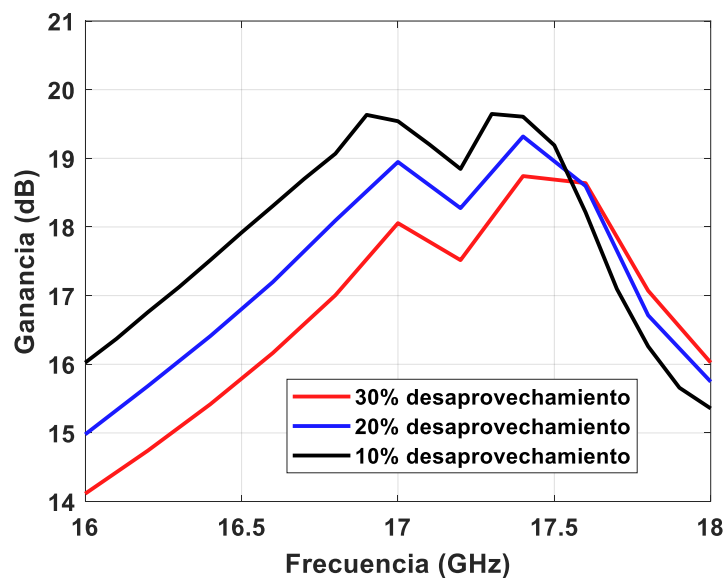


Figura 5. 17. Ganancia de las antenas diseñadas para desaprovechar un 10%, un 20% y un 30% de potencia

Comparando los valores de la directividad y de la ganancia para los tres casos (Figura 5. 16 y Figura 5. 17) se observa que en directividad los valores son muy parecidos, ya que las tres antenas tienen el mismo número de elementos radiantes y, además, se están consiguiendo leyes de alimentación más o menos similar en los tres casos.

Sin embargo, observando la ganancia, se puede ver cómo va disminuyendo según se va desaprovechando más porcentaje de porcentaje de potencia. Esto tiene sentido ya que cuanto menos potencia se desaproveche por el puerto 2 o se refleje por el puerto 1, más ganancia tendrá la antena, ya que la ganancia tiene en cuenta toda la potencia que no es radiada.

A continuación, se muestra la eficiencia obtenida para las tres antenas diseñadas. Como cabe esperar, la antenna es más eficiente cuanto menos potencia se desaprovecha.

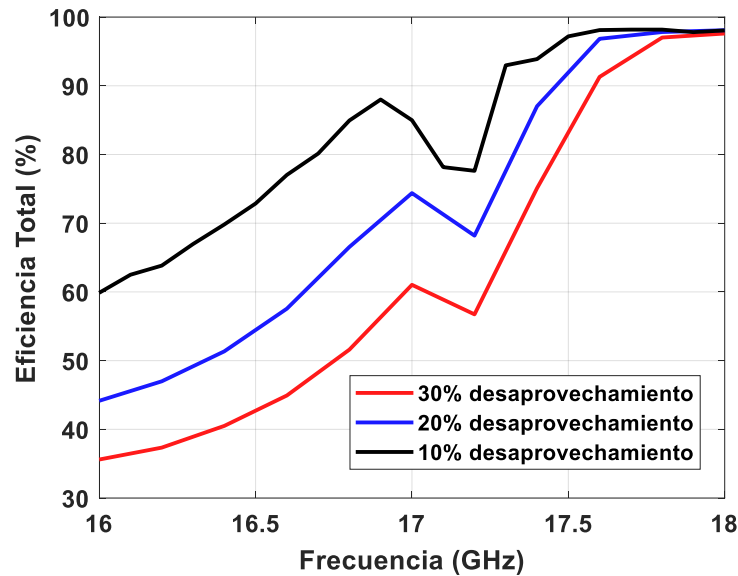


Figura 5. 18. Eficiencia de las antenas diseñadas para desaprovechar un 10%, un 20% y un 30% de potencia

La eficiencia es más baja a la frecuencia de 17,2 GHz debido a la mala adaptación que existe a esa misma frecuencia (Figura 5. 18). Esto se debe, como se ha comentado anteriormente, a que en torno a la frecuencia central se suman en fase las reflexiones de las ranuras.

Por último, se muestran los diagramas de radiación de cada antenna, así como también se indica el nivel de los lóbulos secundarios y la dirección del lóbulo principal de cada diagrama a distintas frecuencias.

En concreto se muestran los valores desde 16 GHz hasta 18 GHz, para poder apreciar cómo la antenna se va desapuntando según varía en frecuencia y a partir de qué momento aparecen grating lobes.

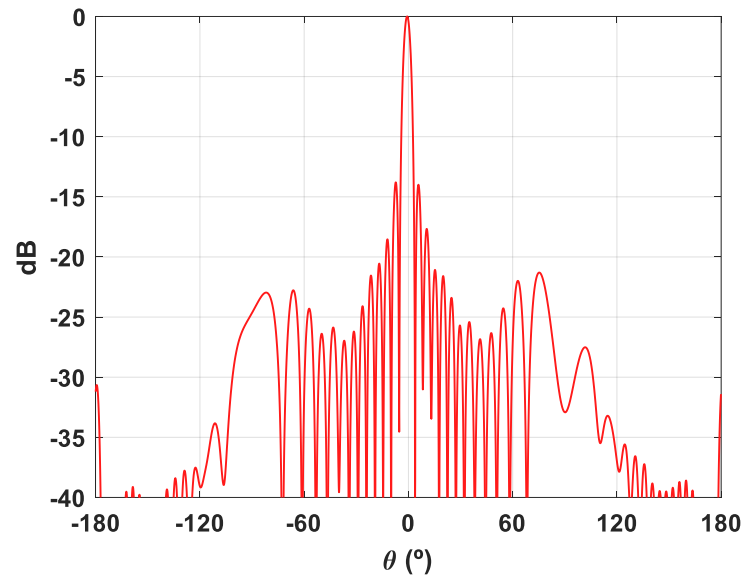


Figura 5. 19. Diagrama de radiación a 17 GHz de la antena diseñada para desaprovechar un 30% de potencia

Tabla 5. 6. Valores del nivel de lóbulos secundarios y de la dirección del lóbulo principal para cada frecuencia en la antena que desaprovecha un 30% de potencia

Frecuencia	SLL	Dirección del lóbulo principal
16 GHz	-12,77 dB	-10,8°
16,2 GHz	-12,88 dB	-8,8°
16,4 GHz	-12,87 dB	-6,8°
16,6 GHz	-12,73 dB	-4,8°
16,8 GHz	-12,06 dB	-2,8°
17 GHz	-13,85 dB	-0,7°
17,2 GHz	-12,32 dB	1,2°
17,4 GHz	-13,98 dB	3,5°
17,6 GHz	-14,46 dB	5,7°
17,8 GHz	-13,07 dB	7,5°
18 GHz	-4,16 dB	9,3°

Se observa cómo la antenna tiene un desapuntamiento total de 18° en un rango de frecuencias de casi 2 GHz. Además, se puede observar que el diagrama de radiación de la antenna aguanta hasta los 18 GHz sin la aparición de grating lobes.

A continuación, se muestran los mismos resultados para los otros dos diseños de antenas (20% y 10% de desaprovechamiento). Se puede observar que los resultados son muy parecidos en cuanto al momento de la aparición de grating lobes, rango de desapuntamiento y simetría del diagrama.

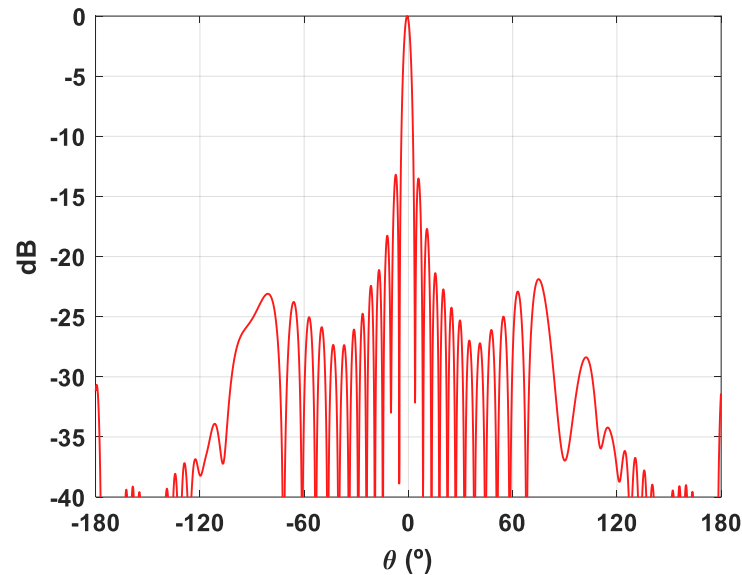


Figura 5. 20. Diagrama de radiación a 17 GHz de la antenna diseñada para desaprovechar un 20% de potencia

Tabla 5. 7. Valores del nivel de lóbulos secundarios y de la dirección del lóbulo principal para cada frecuencia en la antenna que desaprovecha un 20% de potencia

Frecuencia	SLL	Dirección del lóbulo principal
16 GHz	-12,34 dB	-11°
16,2 GHz	-12,06 dB	$-8,9^\circ$
16,4 GHz	-11,88 dB	$-6,9^\circ$
16,6 GHz	-11,61 dB	$-4,9^\circ$
16,8 GHz	-10,97 dB	$-2,8^\circ$
17 GHz	-13,25 dB	$-0,7^\circ$
17,2 GHz	-11,27 dB	$1,3^\circ$
17,4 GHz	-14,09 dB	$3,7^\circ$
17,6 GHz	-14,05 dB	$5,8^\circ$
17,8 GHz	-12,19 dB	$7,4^\circ$
18 GHz	-4,26 dB	$9,1^\circ$

El diagrama de radiación del diseño de la antena desaprovechando un 10% de potencia se muestra junto con el factor de array con el objetivo de observar la comparativa entre ambos. El campo eléctrico total de un array está formado por la multiplicación entre el factor de array y el campo eléctrico evaluado en un único elemento.

Como se puede observar en la Figura 5. 21, la radiación del factor de array en $\theta = 180^\circ$ y $\theta = -180^\circ$ es la misma que en broadside. Esto es debido a que el cálculo de la radiación del factor de array supone que los elementos radiantes de la antena son isotrópicos. Como en este caso los elementos de la antena no son isotrópicos, sino que son directivos, se puede observar en la Figura 5. 21 que no radia por igual en broadside que en otras direcciones.

Por otra parte, cabe destacar que el diagrama de la antena es muy parecido al del factor de array. La posición de los lóbulos y de los nulos indican que las fases de alimentación son bastante uniformes. Además, se obtiene un SLL a la frecuencia de diseño de -13,22 dB (

Tabla 5. 8), siendo un valor muy parecido al que se obtiene con la aproximación del SLL para un array con un gran número de elementos radiantes (-13,46 dB) [3]. Este valor de SLL tan parecido indica que las amplitudes de alimentación también deben ser muy próximas a ser uniformes.

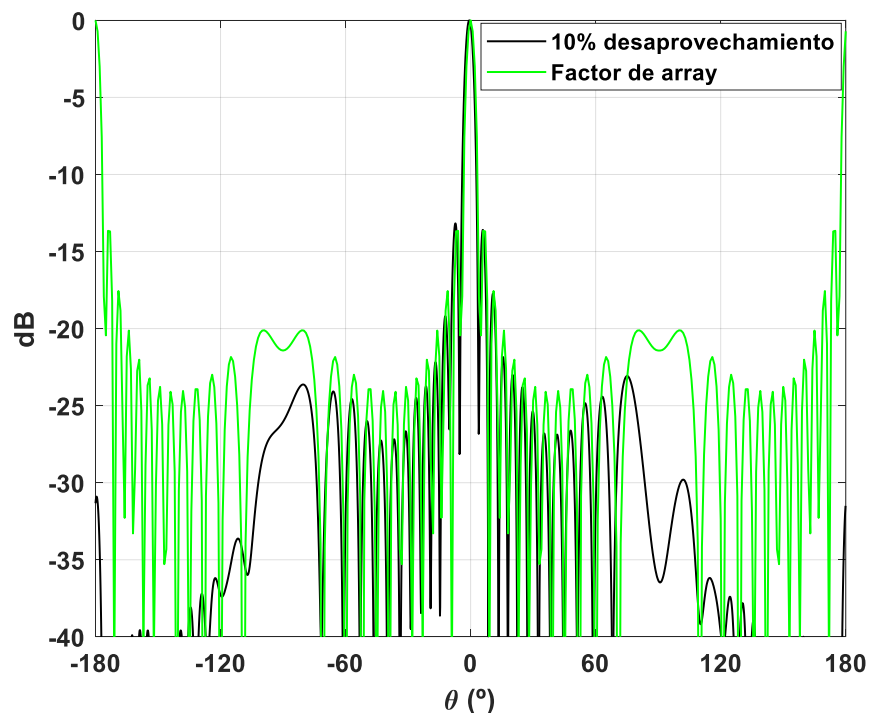


Figura 5. 21. Diagrama de radiación a 17 GHz de la antena diseñada para desaprovechar un 10% de potencia y el Factor de array para 16 elementos

Tabla 5. 8. Valores del nivel de lóbulos secundarios y de la dirección del lóbulo principal para cada frecuencia en la antena que desaprovecha un 10% de potencia

Frecuencia	SLL	Dirección del lóbulo principal
16 GHz	-10,9 dB	-11,1°
16,1 GHz	-11,22 dB	-10,1°
16,2 GHz	-10,75 dB	-9°
16,3 GHz	-10,77 dB	-8°
16,4 GHz	-10,37 dB	-6,9°
16,5 GHz	-10,08 dB	-5,9°
16,6 GHz	-9,74 dB	-4,9°
16,7 GHz	-8,13 dB	-3,7°
16,8 GHz	-10,17 dB	-2,7°
16,9 GHz	-14,18 dB	-1,4°
17 GHz	-13,22 dB	-0,7°
17,1 GHz	-12,34 dB	-0,1°
17,2 GHz	-10,84 dB	1,4°
17,3 GHz	-10,56 dB	2,8°
17,4 GHz	-15,28 dB	3,9°
17,5 GHz	-15,73 dB	5°
17,6 GHz	-13,37 dB	5,8°
17,7 GHz	-12,06 dB	6,6°
17,8 GHz	-11,05 dB	7,3°
17,9 GHz	-7,3 dB	8°
18 GHz	-4,33° dB	8,9°

Para este último caso, se muestra también un barrido en frecuencia del diagrama de radiación de la antena, en concreto, desde 16 GHz hasta 18 GHz.

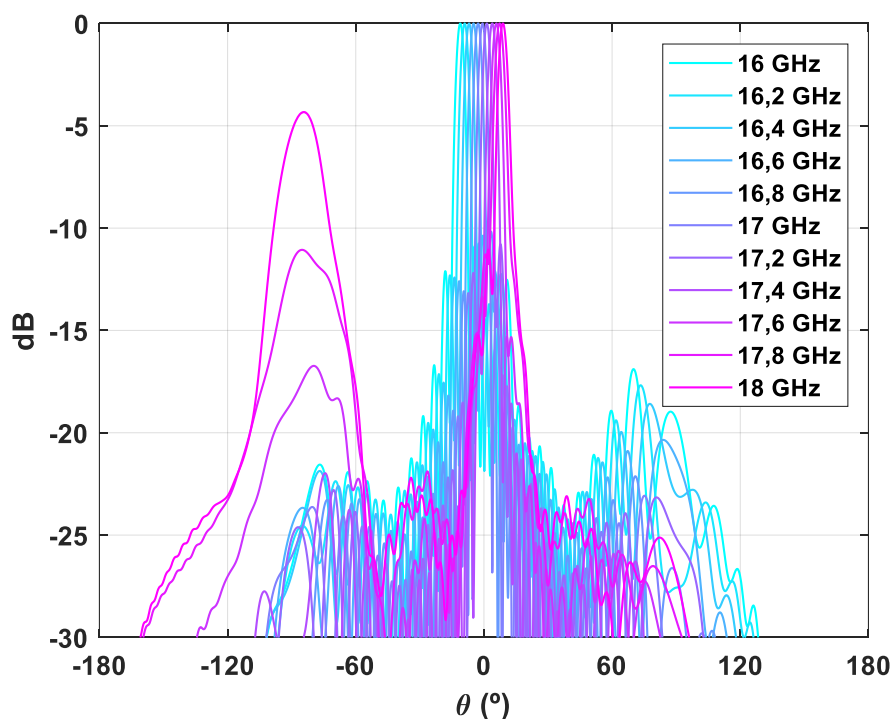


Figura 5. 22. Diagrama de radiación de la antena diseñada para desaprovechar un 10% de potencia

En la Figura 5. 22 se observa cómo van apareciendo los grating lobes según se analiza el diagrama de radiación en frecuencias más altas que la de diseño, en las cuales surgen los grating lobes debido a que la separación entre elementos se aproxima a λ_0 , y el desfase progresivo aumenta.

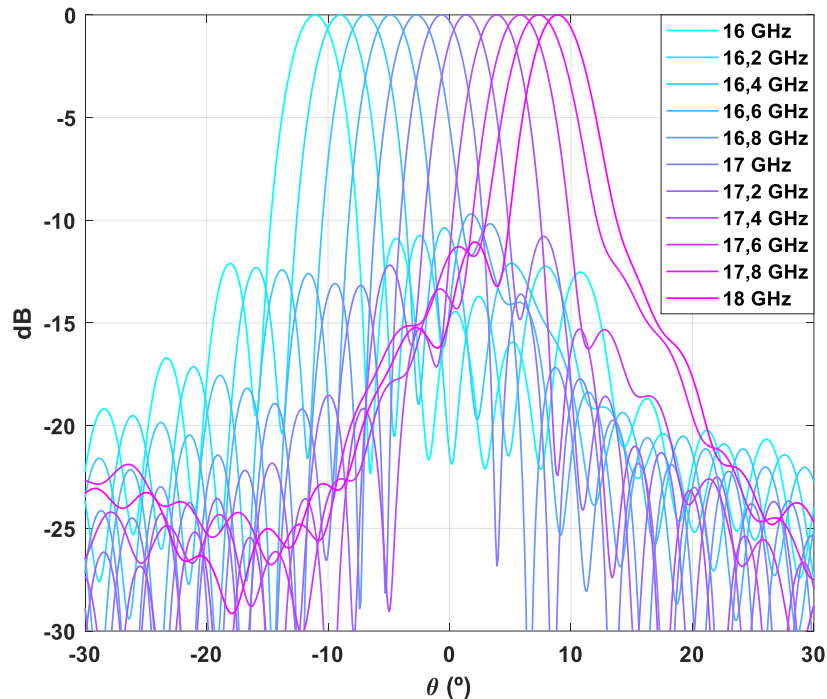


Figura 5. 23. Zoom del diagrama de radiación de la antena diseñada para desaprovechar un 10% de potencia

En la Figura 5. 23 se observa cómo se va desapuntando la dirección de máxima radiación según se analiza el diagrama de radiación a frecuencias distintas de la de diseño. De esta manera se observa cómo actúa la antena de escaneo frecuencial, indicando los distintos apuntamientos que tiene en una banda de frecuencias de 2 GHz.

Dado que los resultados del diagrama de radiación son muy parecidos en los tres casos, hay que fijarse en la adaptación de la antena, el desaprovechamiento y la eficiencia para decidir qué diseño es el óptimo.

Tanto en eficiencia como en desaprovechamiento, la mejor antena es la que desaprovecha un 10%, sin embargo, también es con la que peor adaptación se obtiene, como cabía esperar.

Analizando los resultados obtenidos se llega a la conclusión que la mejor solución es la de la antena que desaprovecha un 10% de potencia ya que, aunque se obtenga peor adaptación que en los otros dos casos, la diferencia es muy pequeña a cambio de conseguir desaprovechar menos potencia y conseguir mantener el diagrama de radiación de la antena en los tres casos.

Este diseño de la antena que desaprovecha un 10% de potencia se ha fabricado siguiendo el mismo el mismo proceso que el detallado en el apartado 4.3.2. Sin embargo, no se han podido realizar las medidas correspondientes por haber recibido el prototipo en fechas tardías.

El prototipo fabricado se muestra en la Figura 5. 24 y en la Figura 5. 25.

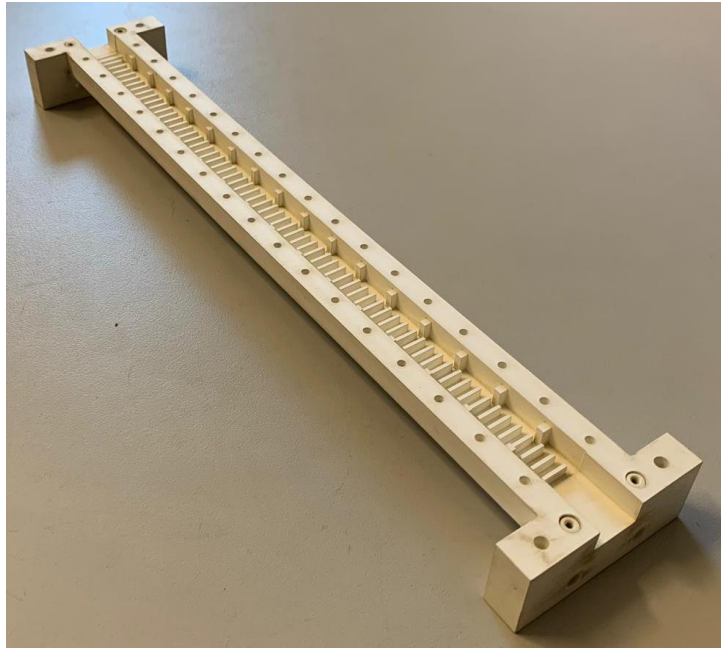


Figura 5. 24. Fotografía del prototipo de la antena diseñada para desaprovechar un 10% de potencia (1)



Figura 5. 25. Fotografía del prototipo de la antena diseñada para desaprovechar un 10% de potencia (2)

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Máster se ha diseñado una antena de ranuras alimentada por onda progresiva en una guía en peine a la frecuencia de diseño de 17 GHz. Dicha guía en peine consiste en una guía de onda donde se han introducido una serie de discontinuidades para modificar las condiciones de propagación de la guía.

El objetivo consiste en lograr que la antena apunte en dirección broadside sin que aparezcan grating lobes, hecho que no se puede lograr en una antena de ranuras convencional alimentada por onda progresiva.

A pesar de que los diseños con apuntamiento broadside sufren de una mala adaptación a la entrada, se ha realizado un esfuerzo considerable para mitigar la desadaptación típica de estos diseños con apuntamiento broadside.

Se ha comenzado con el diseño de la guía en peine, para lo cual se ha estudiado una discontinuidad en un tramo de guía (celda unidad). Además, se ha fabricado una guía en peine para verificar experimentalmente el funcionamiento de esta. Por último, se han diseñado varios diseños de antena basadas en la guía en peine.

Finalmente, se ha obtenido un diseño de 16 ranuras con un 10% de desaprovechamiento de potencia, con el que se constata que hay apuntamiento broadside y no hay grating lobes en la banda que trabaja la antena.

El funcionamiento de esta antena confirma la utilidad de las discontinuidades de la guía en peine, las cuales logran darle ciertas prestaciones a la antena.

Cabe destacar que se ha fabricado el prototipo de la antena final, sin embargo, los resultados experimentales no se han podido incluir en la memoria por falta de tiempo.

6.2 Trabajo futuro

El presente TFM deja una serie de tareas a realizar en el futuro que se van a detallar a continuación.

- Realizar las medidas experimentales del prototipo de antena realizado en este trabajo.
- Diseñar una terminación en cortocircuito de la guía en peine de la antena, consiguiendo una implementación más práctica de la antena donde la terminación de la antena no es una carga sino un cortocircuito.
- Evaluar la tecnología de guía en peine en bandas de frecuencia más altas (28 GHz o 38 GHz), en las cuales se prevé que funcionen otros sistemas de comunicaciones, como el sistema 5G.
- Implementar un diseño de antena con polarización circular, el cual sería deseable para aplicaciones de comunicaciones por satélite, ya que en este tipo de polarización no importa tanto la posición de la antena transmisora con respecto a la receptora.

Referencias

- [1] Antonio Javier Rodríguez Rodríguez, Trabajo Fin de Grado “Exploración de las posibilidades de la impresión 3D en el diseño de componentes de radiofrecuencia”, Julio 2018
- [2] P. Sanchez-Olivares, J. L. Masa-Campos and J. Hernandez-Ortega, "Mechanical Technique to Customize a Waveguide-Slot Radiating Performance," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 426-431, Jan. 2018.
- [3] Asignatura “Antenas y Compatibilidad Electromagnética” del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid. Profesor: José Luis Masa Campos.
- [4] https://www.esa.int/spaceinimages/Images/2013/11/Satellite_frequency_bands, Fecha acceso: Junio 2019
- [5] Ángel Cardama, Lluís Jofre, Juan Manuel Rius, Jordi Romeu, Sebastián Blanch, Miguel Ferrando "Antenas". 2002 Edicions UPC.
- [6] Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), “The European Table of Frequency Allocations and Applications in the Frequency Range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA Table)”, Approved March 2019
- [7] U.S. Department of Commerce, National Telecommunications and Information Administration, “United States Frequency Allocations, The Radio Spectrum”, January 2016
- [8] <https://www.inetdaemon.com/tutorials/telecom/satellite/frequencies.shtml>, Fecha acceso: Junio 2019
- [9] <https://www.elite-antennas.com/ka-dbs-band-antennas>, Fecha acceso: Junio 2019
- [10] https://www.tbs-satellite.com/tse/online/freq_ku_dbs.html, Fecha acceso: Junio 2019
- [11] C. Vázquez, C. García, Y. Álvarez, S. Ver-Hoeye and F. Las-Heras, "Near Field Characterization of an Imaging System Based on a Frequency Scanning Antenna Array," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 5, pp. 2874-2879, May 2013
- [12] <https://www.eahison.com/ceiling-mounted-multi-beam-stadium-antenna.html>, Fecha acceso: Mayo 2019
- [13] Weile Yuan, Xianling Liang, Lina Zhang, Junping Geng, Weiren Zhu and Ronghong Jin, “Rectangular Grating Waveguide Slot Array Antenna for SATCOM Applications”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 3869-3880, June. 2019.
- [14] Diego Barrio Tejedor, Trabajo Fin de Máster “Diseño de array de ranuras modificadas y doble polarización lineal alimentado por guía de onda en tecnología multicapa de láminas de sustrato”, Junio 2016
- [15] Sehyun Park, Yusuke Okajima, Jiro Hirokawa and Makoto Ando, “A Slotted Post-Wall Waveguide Array With Interdigital Structure for 45° Linear and Dual Polarization”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 9, pp. 2865-2871, Sept. 2005.

Anexos

A Eigenmode Solver

El Eigenmode Solver de CST está dedicado a las simulaciones de estructuras cerradas resonantes.

La principal característica de Eigenmode Solver es que tiene condiciones de contorno periódicas y es capaz de crear automáticamente diagramas de dispersión. De esta manera, con haber diseñado únicamente la celda unidad con una discontinuidad, Eigenmode Solver es capaz de simular una guía infinita de discontinuidades y presentar su diagrama de dispersión.

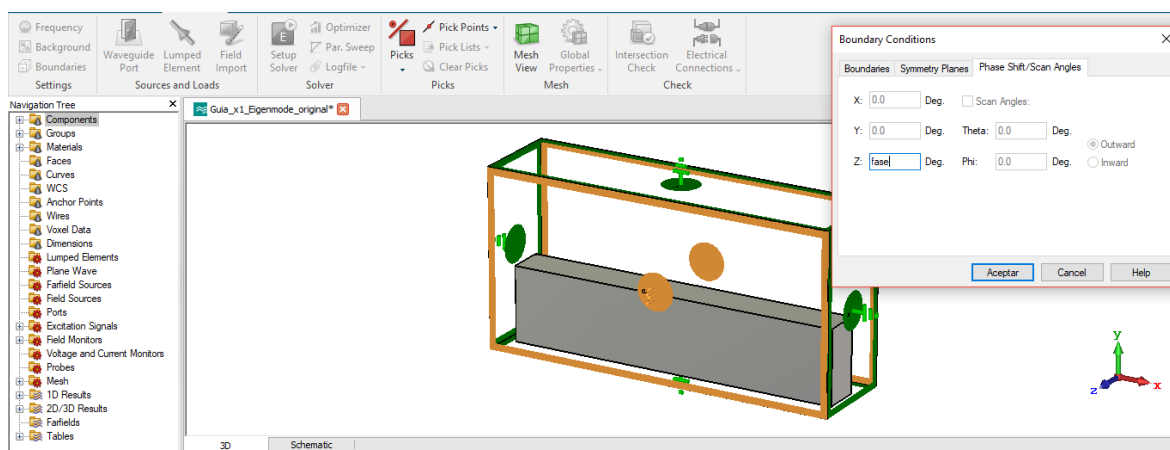


Figura A.A. 1. Condiciones de contorno para Eigenmode Solver

Configurando condiciones de contorno periódicas en el eje Z con la variable *fase* (entre 0 y 360), se obtienen los diagramas de dispersión de la estructura periódica ().

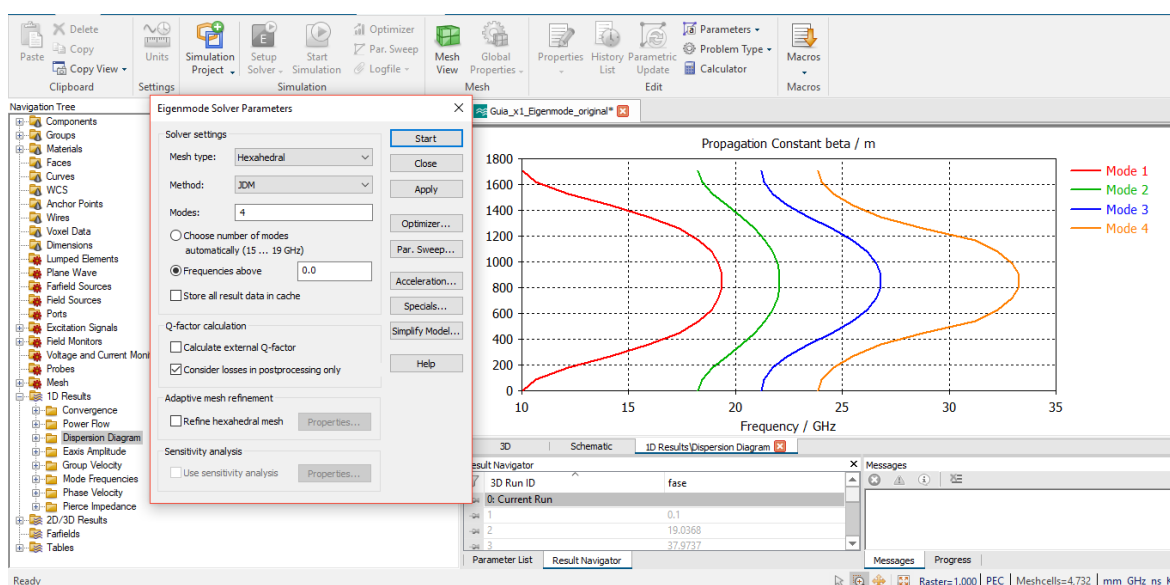


Figura A.A. 2. Diagrama de dispersión con Eigenmode Solver

B Array 8 ranuras en cruz

En este anexo se va a realizar una comparativa de diseños de un array de 8 ranuras, ambos con un desaprovechamiento del 30% de potencia. Se va a hacer referencia a estos diseños como *versión 2* y *versión 3*, siendo sus diferencias las que se indican a continuación.

- Versión 2:
 - Distancia entre discontinuidades: 3,8 mm
 - Array con ranuras transversales como elemento radiante.
 - Ningún elemento adaptador.
- Versión 3:
 - Distancia entre discontinuidades: 3,5 mm
 - Array con ranuras en cruz como elemento radiante.
 - Postes adaptadores para cada ranura.

A continuación, se muestra el diagrama de radiación a 17 GHz, el parámetro S_{11} y la eficiencia para ambos diseños.

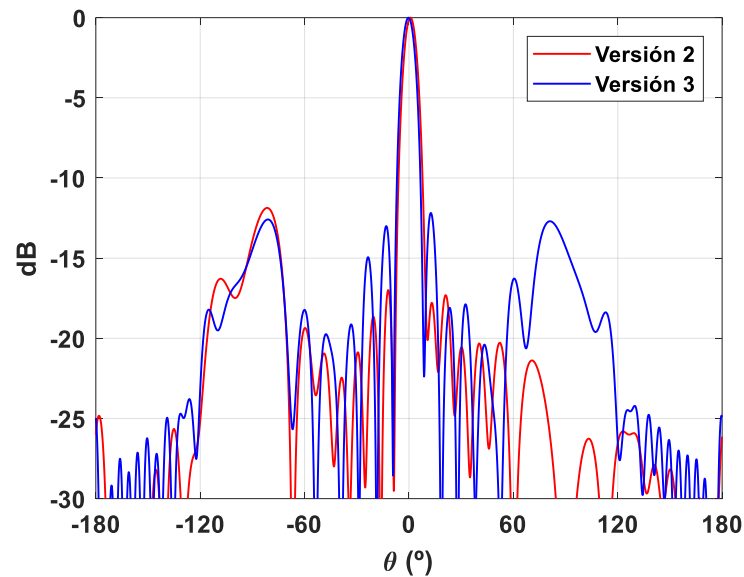


Figura A.B. 1. Comparativa del diagrama de radiación a 17 GHz de la versión 2 y de la versión 3

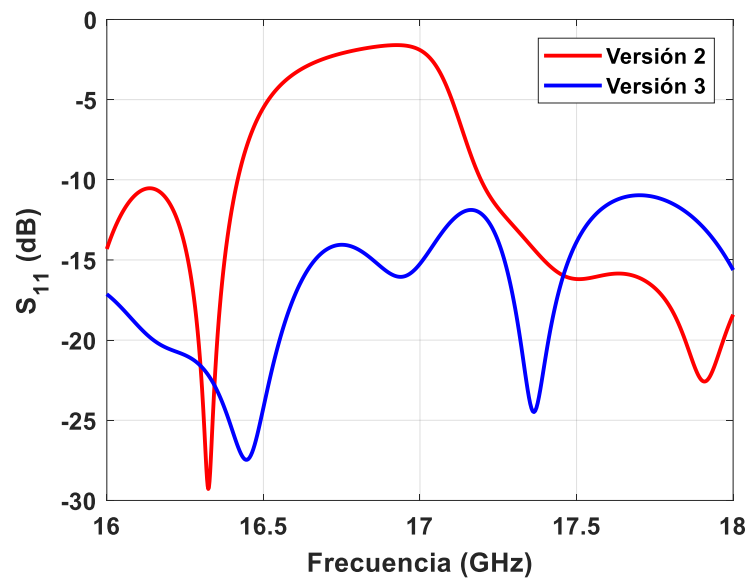


Figura A.B. 2. Comparativa del parámetro S_{11} de la versión 2 y de la versión 3

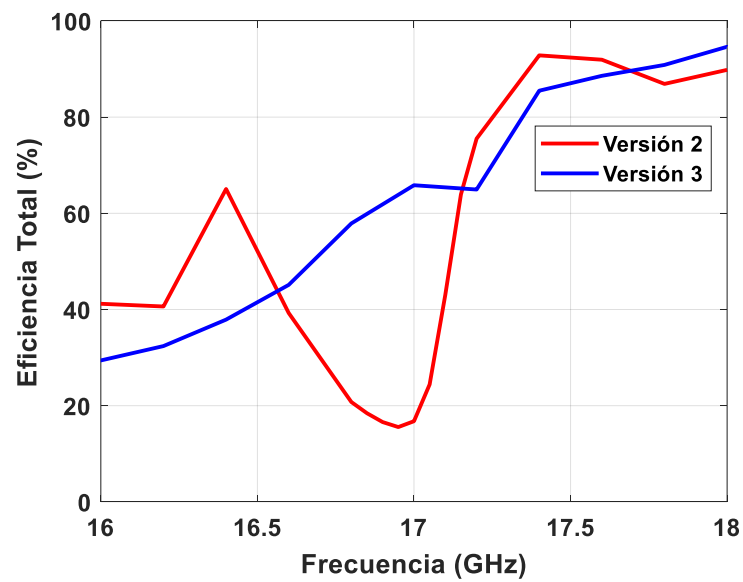


Figura A.B. 3. Comparativa de la eficiencia de la versión 2 y de la versión 3

Se puede observar cómo ha mejorado el último diseño con respecto al primero en todos los aspectos que se han mostrado

C Factores de acoplo y longitudes de arrays de 16 ranuras en cruz

A continuación, se indican tanto los factores de acoplo como las longitudes de ranura para cada diseño, es decir, para la antena que desaprovecha un 30% de potencia, para la que desaprovecha un 20% y para la que desaprovecha un 10%.

Tabla A.C. 1. Factores de acoplo y longitudes de las ranuras del array final desaprovechando un 30%

Número ranura	Factor de acoplo	Longitud
Ranura 1	-13,6 dB	5,5 mm
Ranura 2	-13,4 dB	5,5 mm
Ranura 3	-13,2 dB	5,5 mm
Ranura 4	-12,98 dB	5,55 mm
Ranura 5	-12,75 dB	5,6 mm
Ranura 6	-12,52 dB	5,6 mm
Ranura 7	-12,27 dB	5,6 mm
Ranura 8	-12 dB	5,65 mm
Ranura 9	-11,72 dB	5,65 mm
Ranura 10	-11,42 dB	5,7 mm
Ranura 11	-11,09 dB	5,7 mm
Ranura 12	-10,74 dB	5,75 mm
Ranura 13	-10,36 dB	5,75 mm
Ranura 14	-9,94 dB	5,8 mm
Ranura 15	-9,47 dB	5,85 mm
Ranura 16	-8,95 dB	5,9 mm

Tabla A.C. 2. Factores de acoplo y longitudes de las ranuras del array final desaprovechando un 20%

Número ranura	Factor de acoplo	Longitud
Ranura 1	-13,01 dB	5,55 mm
Ranura 2	-12,79 dB	5,57 mm
Ranura 3	-12,55 dB	5,6 mm
Ranura 4	-12,3 dB	5,61 mm
Ranura 5	-12,04 dB	5,63 mm
Ranura 6	-11,76 dB	5,65 mm
Ranura 7	-11,46 dB	5,67 mm
Ranura 8	-11,14 dB	5,7 mm
Ranura 9	-10,79 dB	5,72 mm
Ranura 10	-10,41 dB	5,75 mm
Ranura 11	-10 dB	5,79 mm
Ranura 12	-9,54 dB	5,81 mm
Ranura 13	-9,03 dB	5,85 mm
Ranura 14	-8,45 dB	5,9 mm
Ranura 15	-7,78 dB	5,95 mm
Ranura 16	-6,99 dB	6 mm

**Tabla A.C. 3. Factores de acoplo y longitudes de las ranuras del array final
desaprovechando un 10%**

Número ranura	Factor de acoplo	Longitud
Ranura 1	-12,5 dB	5,6 mm
Ranura 2	-12,25 dB	5,63 mm
Ranura 3	-11,98 dB	5,66 mm
Ranura 4	-11,7 dB	5,68 mm
Ranura 5	-11,4 dB	5,69 mm
Ranura 6	-11,06 dB	5,7 mm
Ranura 7	-10,71 dB	5,73 mm
Ranura 8	-10,32 dB	5,75 mm
Ranura 9	-9,9 dB	5,8 mm
Ranura 10	-9,43 dB	5,83 mm
Ranura 11	- 8,91 dB	5,87 mm
Ranura 12	-8,31 dB	5,9 mm
Ranura 13	-7,62 dB	5,95 mm
Ranura 14	-6,8 dB	6 mm
Ranura 15	-5,77 dB	6,05 mm
Ranura 16	-4,44 dB	6,4 mm

D Dimensiones de la antena fabricada

Para entender la nomenclatura de las variables que se indican a continuación, se recomienda consultar la Figura 4. 13, la Figura 4. 27, la Figura 4. 28, la Figura 4. 29 y la Figura 5. 8 del documento.

Tabla A.D. 1. Dimensiones antena fabricada

Nombre dimensión	Valor		
a	13,51 mm	ls7	5,73 mm
alturaDis	2,74 mm	ls8	5,75 mm
alturaPoste1	5,2 mm	ls9	5,8 mm
alturaPoste2	5,2 mm	ls10	5,83 mm
alturaPoste3	5,2 mm	ls11	5,87 mm
alturaPoste4	5,2 mm	ls12	5,9 mm
alturaPoste5	5,2 mm	ls13	5,95 mm
alturaPoste6	5,2 mm	ls14	6 mm
alturaPoste7	5,2 mm	ls15	6,05 mm
alturaPoste8	5,2 mm	ls16	6,4 mm
alturaPoste9	5,2 mm	colocPoste1	-3,15 mm
alturaPoste10	5,2 mm	colocPoste2	-3,1 mm
alturaPoste11	5,2 mm	colocPoste3	-3,08 mm
alturaPoste12	5,2 mm	colocPoste4	-3,05 mm
alturaPoste13	5,2 mm	colocPoste5	-3 mm
alturaPoste14	5,2 mm	colocPoste6	-2,95 mm
alturaPoste15	5,2 mm	colocPoste7	-2,95 mm
alturaPoste16	5,2 mm	colocPoste8	-2,95 mm
alturaDisTransf1	2,3 mm	colocPoste9	-2,95 mm
alturaDisTransf2	1,3 mm	colocPoste10	-2,9 mm
anchuraDis	7 mm	colocPoste11	-2,8 mm
anchuraPoste1	1,45 mm	colocPoste12	-2,75 mm
anchuraPoste2	1,49 mm	colocPoste13	-2,67 mm
anchuraPoste3	1,53 mm	colocPoste14	-2,6 mm
anchuraPoste4	1,57 mm	colocPoste15	-2,45 mm
anchuraPoste5	1,59 mm	colocPoste16	-2,2 mm
anchuraPoste6	1,6 mm	longitud	3,5 mm
anchuraPoste7	1,65 mm	longitudDis	1 mm
anchuraPoste8	1,7 mm	longitudDisTransf	1,45 mm
anchuraPoste9	1,8 mm	longitudPoste1	2,1 mm
anchuraPoste10	1,85 mm	longitudPoste2	2,1 mm
anchuraPoste11	1,9 mm	longitudPoste3	2,1 mm
anchuraPoste12	2 mm	longitudPoste4	2,1 mm
anchuraPoste13	2,1 mm	longitudPoste5	2,1 mm
anchuraPoste14	2,2 mm	longitudPoste6	2,1 mm
anchuraPoste15	2,4 mm	longitudPoste7	2,1 mm
anchuraPoste16	2,6 mm	longitudPoste8	2,1 mm
anchuraDisTransf1	11,1 mm	longitudPoste9	2,1 mm
anchuraDisTransf2	11,1 mm	longitudPoste10	2,1 mm
b	6,91 mm	longitudPoste11	2,1 mm
ls1	5,6 mm	longitudPoste12	2,1 mm
ls2	5,63 mm	longitudPoste13	2,1 mm
ls3	5,66 mm	longitudPoste14	2,1 mm
ls4	5,68 mm	longitudPoste15	2,1 mm
ls5	5,69 mm	longitudPoste16	2,1 mm
ls6	5,7 mm	longitudTransf1	4,08 mm
		longitudTransf2	5,36 mm